TV
l'antenna
ANNO XXXIX - FEBBRAIO 1967 - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
2
LIRE 500

ANNO XXXIX **2**

FEBBRAIO 1967

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

SOMMARIO

A. Banfi 49 Meditazioni postume sul colore
L. Cesone 50 L'Artatron: un tubo a gas con comando magnetico
A. Longhi 56 Sintonia con diodi a capacità variabile per tutte le bande TV
A. Longhi 61 Un diodo a variazione di capacità con grande dinamica
A. Banfi 64 Chi è l'inventore della radio?
M. F. Stanley 68 Presentazione oscillografica a divisione di tempo
r.ef. 73 Notiziario industriale
A. Longhi 74 Nuovi preamplificatori e amplificatori A.F. a transistori
A. Nicolich 82 Amplificatori a transistori ad alta fedeltà
A. Nicolich 89 Domande e risposte sulla TVC
a.f., P. Soati 91 A colloquio coi lettori
96 Archivio schemi

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *l'antenna* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417

2

dott. ing. Alessandro Banfi

Meditazioni postume sul colore

Nel settore radio-TV è oggi di prammatica parlare della TV a colori; non importa se in bene, in male, a proposito od a sproposito.
E fra tanta confusione, ognuno vuol esprimere il proprio parere dissentendo od approvando sotto svariati contrastanti motivi la decisione governativa di prorogare l'inizio di un servizio regolare di TV a colori in Italia.
Non staremo oggi anche noi a scendere in tale polemica consci della assoluta inutilità di un nostro intervento, dato che tutta questa vicenda è ormai inserita nel piano politico di una programmazione dell'economia nazionale.
Non rimane pertanto che mettere a miglior profitto, come già abbiamo accennato in un nostro precedente editoriale, questi anni di forzata attesa, creando una schiera di ottimi tecnici ben preparati sul piano teorico ad affrontare i vari problemi pratici che si presenteranno nel futuro esercizio regolare ed appoggiandosi su quell'attività sperimentale, che per quanto ridotta è pur sempre valida, costituita dalle trasmissioni di prova della RAI.
Anche l'industria avrà modo di studiare e perfezionare molti problemi tecnici di base e di produzione relativi ai televisori a colori, oltre a seguire con occhio attento l'evoluzione della TV a colori negli altri Paesi europei.
A quest'ultimo proposito vogliamo anzi intrattenere i nostri lettori sull'attuale persistente « boom » della televisione in America.
Nel 1966, su un mercato totale di 12 milioni di televisori venduti, 4 milioni e 600 mila furono a colori.
Le previsioni di mercato per il 1967 sono per 7 milioni di televisori a colori, mentre i televisori in bianco-nero sarebbero stabilizzati sui 7 milioni di unità, dato che per questi ultimi esiste un assorbimento pressochè costante per vari motivi (rinnovi, multiplazioni, temporaneità, spostamenti, ecc.).
Ma indipendentemente dalle suesposte constatazioni di formidabile vitalità della TV negli U.S.A., ci preme far rilevare una situazione di estremo interesse per i Paesi europei (e quindi « a fortiori » per noi stessi) che si sono sinora accapigliati, senza peraltro giungere ad una soluzione unificata, per la scelta del miglior sistema di TV a colori.
E' ormai noto che nella prolungata e dibattutissima questione è stato alla fine scartato il sistema americano NTSC, incolpato di mancata fedeltà ai colori per fenomeni inerenti alla propagazione con inevitabili sfasamenti delle radio onde.
Fedeltà che può d'altronde essere ripristinata da un facile controllo manuale del televisore.
Orbene, questo sistema NTSC, ripudiato dagli europei, si è rivelato invece praticissimo ed efficientissimo all'esperienza pratica dei quasi 10 milioni di televisori a colori oggi in funzione negli U.S.A.
Ed è altresì da notare che sotto la spinta dell'intensificata produzione, sono stati realizzati parecchi perfezionamenti ed innovazioni circuitali e tecnologici tali da rendere oggi il televisore NTSC il più semplice ed economico apparecchio a colori.
Sono fatti da meditare particolarmente da chi come noi non ha ancora preso delle decisioni irrevocabili.

A.

Luigi Cesone

L'Artatron: un tubo a gas con comando magnetico*

Il dipartimento « grande potenza » del Centro di Fisica Elettronica e Corpuscolare (C.E.P.E.C.) della Compagnia Generale di Telegrafia senza Fili (C.S.F.), a Corbeville in Francia, ha recentemente studiato e messo a punto un nuovo tipo di diodo a gas, del tipo a struttura coassiale ed a campo magnetico assiale inomogeneo, capace di prestazioni estremamente spinte nel campo del raddrizzamento ad altissima potenza e della commutazione. Denominato artatron, questo elemento funziona altrettanto bene come diodo che come thyratron a comando mediante campo magnetico (eccitazione e bloccaggio), involvendo valori di corrente e di tensione fino a centinaia di kiloampere e di kilovolt. Con il presente studio intendiamo proporre ai nostri lettori un'analisi delle caratteristiche di questo nuovo componente e le sue prime applicazioni in campo scientifico ed industriale.

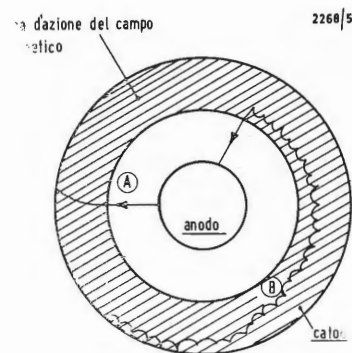



Fig. 1 - Sezione trasversale dell'artatron. Il tragitto di un elettrone, una volta applicato il campo magnetico, è indicato in *A*, nel caso di una tensione inversa (il + al catodo) ed in *B* nel caso di una tensione diretta.

1. - PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO

L'artatron è essenzialmente un diodo costituito da un catodo e da un anodo coassiali, in atmosfera di gas inerte a bassa pressione (fig. 1); con riferimento alla sezione trasversale riprodotta in fig. 1, l'anodo è costituito dal cilindro interno, mentre il catodo da quello esterno. Quest'ultimo elettrodo è, a sua volta, circondato da un magnete che fornisce un campo magnetico localizzato contro la parete e decrescente rapidamente man mano che ci si avvicina all'asse del tubo.

In assenza di campo magnetico, ed indipendentemente dalla polarità delle tensioni applicate agli elettrodi, il tragitto degli elettroni si mantiene limitato; infatti, la distanza radiale anodo-catodo è equivalente, come ordine di grandezza, al libero percorso medio degli elettroni nel gas, in corrispondenza della pressione di funzionamento. Conseguentemente a questo fatto, non si verificano praticamente collisioni, non ha luogo quindi un fenomeno di ionizzazione del gas per cui la corrente si mantiene ad un valore estremamente ridotto, pari a circa 10^{-14} A.

Se si procede all'applicazione del campo magnetico, i fenomeni conseguenti differiscono a seconda della polarità delle tensioni alle quali sono sottoposti anodo e catodo. Prendiamo subito in considerazione il caso in cui il catodo sia *positivo* nei confronti dell'anodo; gli elettroni sottratti a quest'ultimo dall'azione del campo elettrico si precipitano verso il catodo (elettrodo esterno); essi giungono quindi nella zona di azione del campo magnetico (zona tratteggiata nello schema di fig. 1) con una velocità sufficiente per subire solo una minima deviazione.

Conseguentemente a ciò, la lunghezza della loro traiettoria si mantiene ancora dell'ordine di grandezza del libero percorso medio, non si manifesta alcuna collisione e la corrente nel tubo si mantiene estremamente debole e limitata a quella dovuta ai citati elettroni primari; si ripete, in realtà, la stessa situazione precedentemente descritta in assenza del campo magnetico.

Al contrario, se il catodo viene portato ad un potenziale *negativo* rispetto a quello attribuito all'anodo, vale a dire se si scambiano le polarità, gli elettroni si liberano del catodo con una velocità praticamente nulla; conseguentemente, essi subiscono una notevole deviazione da parte del campo magnetico e descrivono, come è noto dalla fisica elettronica, delle cicloidi, seguendo appunto il percorso riprodotto in fig. 1, traiettoria *B*. Si constata facilmente che la lunghezza delle traiettorie è notevole; prima di subire l'effetto del campo magnetico, gli elettroni hanno la possibilità di provocare numerose collisioni ionizzanti che danno luogo a degli elettroni supplementari che a loro volta provocano altre collisioni, e a degli ioni che, ricadendo sul catodo, liberano degli elettroni secondari in numero superiore agli elettroni primari. Si manifesta cioè il fenomeno di « valanga » che rende conduttore il tubo medesimo.

Il tempo di innesco del fenomeno di conduzione si aggira intorno al microsecondo. Gli elettroni che sfuggono all'azione del campo magnetico terminano la loro traiettoria sull'anodo, e la corrente risultante può essere notevolmente elevata, fino a raggiungere il valore di 100.000 A e più. La tensione di innesco è pari a circa 450 V, ma la caduta di tensione interna si mantiene assai elevata, pari a 300 o 400 V secondo i vari tipi di tubo.

(*) *Electronique Industrielle*, giugno 1966, pag. 345

Aspetto del tubo artatron in una versione « miniatura ». Lungo circa dieci centimetri, questo tubo sopporta una tensione inversa di 35.000 V ed è in grado di fornire, in corrente continua, una intensità di 10 mA (e parecchi ampère di picco).

2. - CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO

A questo punto è possibile illustrare le curve che caratterizzano il funzionamento de l'artatron. Esse sono di due tipi e traducono il comportamento del tubo in funzione dell'intensità di corrente erogata o dei valori di campo magnetico applicato.

La caratteristica tensione/corrente è rappresentata in fig. 2*a*. Si noti che in un punto corrispondente alla transizione in regime di innesco dell'arco, la densità di corrente del catodo raggiunge 50 A/cm² per una caduta di tensione interna un po' più debole. Infatti, in questo istante, la temperatura nel punto di impatto degli ioni è piuttosto notevole ed alla corrente secondaria dovuta al bombardamento degli ioni, si aggiunge l'emissione termo-ionica del catodo; ne segue una diminuzione nel numero delle collisioni necessarie per mantenere la scarica, d'onde diminuzione della caduta di tensione interna.

La caratteristica tensione/campo magnetico è rappresentata in fig. 2*b*; essa è suddivisa in due porzioni distinte.

Nella *porzione inferiore* (orizzontale), la tensione di innesco è pressocché indipendente dal valore del campo magnetico; l'ampiezza delle cicloidi descritte dagli elettroni è minima (fig. 2*c*) e l'energia guadagnata è insufficiente per produrre delle collisioni ionizzanti. Quando si produce una collisione, la velocità acquisita dall'elettrone resta eguale a quella corrispondente all'equipotenziale attraversato, ma poiché la traiettoria è deviata, l'elettrone può guadagnare velocità avvicinandosi all'anodo. Quando l'elettrone attraversa una linea equipotenziale di ionizzazione V_i, la collisione è ionizzante, ed il processo si ripete fintantoché l'elettrone resta nella zona di azione del campo magnetico. In questo modo, il processo di valanga non fa intervenire il valore assoluto del campo magnetico il quale agisce unicamente sul numero di collisioni necessarie per passare da un piano nV_i ad un altro piano $(n + 1)\ V_i$, donde l'andamento orizzontale della caratteristica.

Per quanto riguarda la *porzione superiore*, essa corrisponde all'applicazione di una tensione elevata fra anodo e catodo; l'ampiezza delle cicloidi è in tal caso superiore alla distanza che separa questi due elettrodi. In questo caso non si verifica ionizzazione in quanto le collisioni sono molto rarefatte; se si aumenta tuttavia il valore del campo magnetico, gli elettroni saranno costretti a sfuggire all'azione dell'anodo ed a descrivere una traiettoria cicloidale, fino al verificarsi di una collisione che sarà in tali condizioni senza dubbio ionizzante. Il processo descritto è in un certo senso simile ai fenomeni che si manifestano durante il funzionamento classico di un magnetron. Se l'ampiezza delle cicloidi si mantiene sufficientemente ridotta onde consentire agli ioni di produrre, per emissione secondaria sul catodo, una corrente di elettroni secondari che prendono il posto degli elettroni primari, in tal caso si manifesta il fenomeno della valanga; la tensione di innesco è in tal caso in relazione con la tensione di bloccaggio del magnetron equivalente, d'onde l'andamento parabolico della porzione superiore della caratteristica V/B.

Si può dunque constatare che l'artatron può funzionare sia come *diodo*, sia come *thyratron*, secondo che ci si ponga

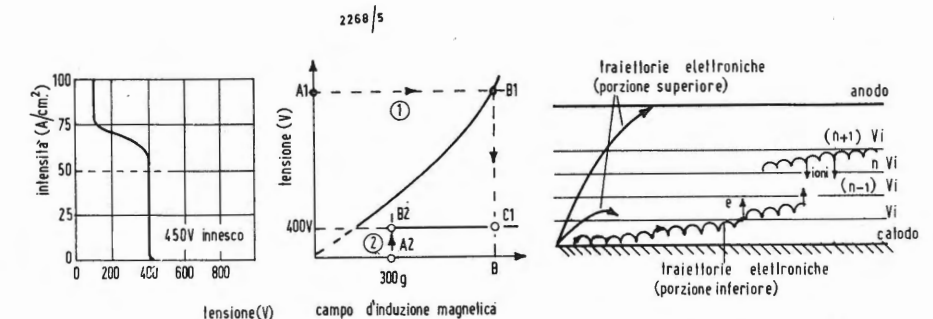



Fig. 2 - Curve caratteristiche dell'Artatron: intensità di corrente/tensione (in *a*;) tensione/campo magnetico (in *b*), ed andamento delle traiettorie elettroniche in quest'ultimo caso (in *c*).

su l'una o l'altra delle porzioni della curva or ora analizzata. Quando funziona come diodo, il campo magnetico resta di valore limitato, compreso fra 300 e 400 G, all'inizio; un valore più elevato sarebbe, infatti, inutile. Il punto di partenza, sulla curva V/B, è allora definito in A_2, poiché la tensione V è nulla; se si applica tensione, questo punto si sposta da A_2 in B_2, e proprio in questo istante si manifesta l'innesco. Se la tensione si annulla, il punto di funzionamento ritorna in A_2. La caduta di tensione interna resta compresa fra 300 e 400 V (400 V, nel caso della fig. 2*b*).

Il funzionamento come thyratron è invece alquanto differente da quello ora illustrato. Supponiamo che una tensione molto elevata venga applicata al tubo, in assenza del campo magnetico. Il punto caratteristico di questo stato è situato sulla curva in corrispondenza di A_1, riferendosi sempre alla stessa curva V/B. Se si applica ora al tubo un campo magnetico di valore crescente, il punto citato si sposta in B_1, in corrispondenza del quale si verifica l'innesco. Poiché tuttavia B_1 individua una posizione instabile, il punto di funzionamento si trasferisce in C_1 che è situato sulla caratteristica orizzontale.

La caduta di tensione interna si mantiene anche qui compresa fra 300 e 400 V; infine se si interrompe il campo magnetico, il punto di funzionamento si trasferisce nuovamente in A_1 ($B = 0$) È quindi possibile comandare l'innesco, *e la sua sospensione*, tramite un impulso di campo magnetico. Se ne conclude che questo tipo di funzionamento necessita di un campo tanto più elevato quanto maggiore è la tensione di comando dell'innesco.

3. - APPLICAZIONI

Il *Centro di Fisica Elettronica e Corpuscolare* della *C.S.F.* ha realizzato sotto la direzione di M. Boucher, inventore dell'Artatron, una serie di tubi di differente potenza. La sezione longitudinale di un tubo di forte potenza, equipaggiato da una corona di magneti che forniscono campi magnetici alterni, è rappresentata in fig. 3.

Un tubo di questo tipo, provato in tensione inversa, sopporta dei valori superiori a 100 kV; la sua corrente diretta può raggiungere il valore di 180 kA (180.000 A). La quantità di materia sottratta al catodo, grandezza che influisce sulla durata di vita del tubo, si mantie-

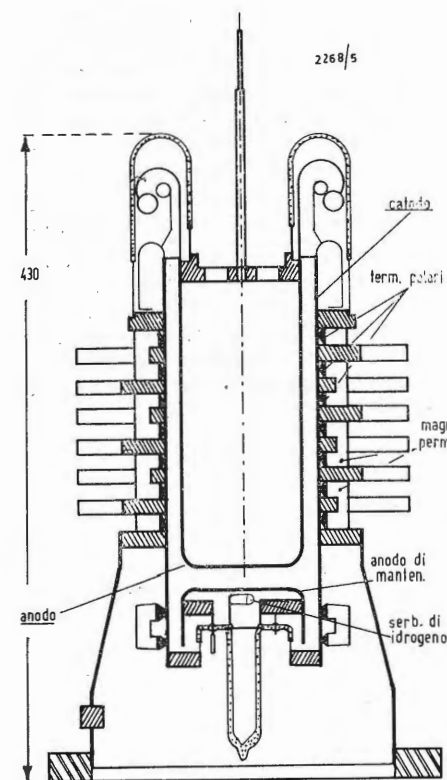
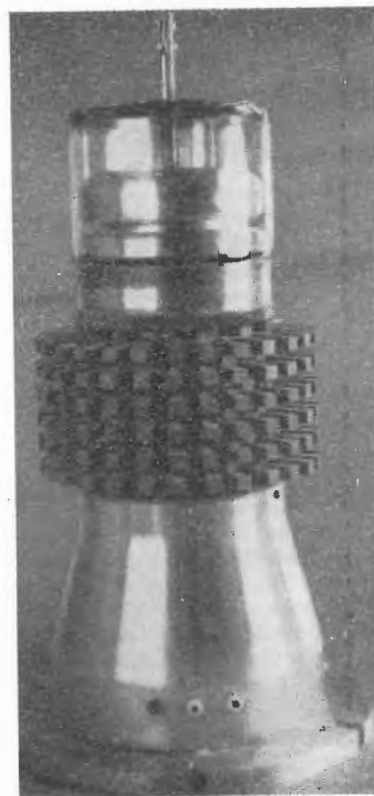
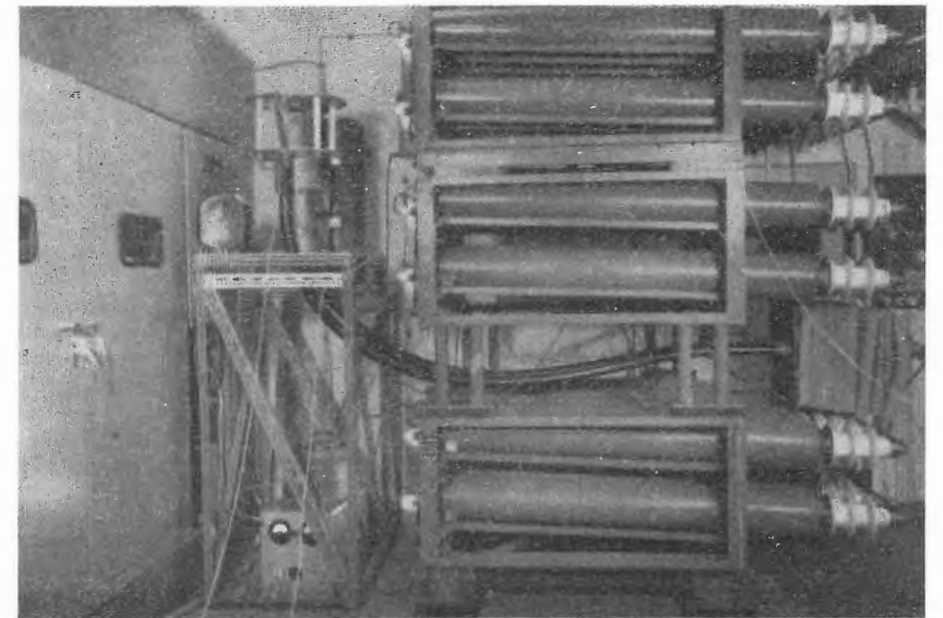



Fig. 3 - Sezione longitudinale del tubo artatron di cui alla precedente fotografia. Si distingue nettamente la struttura della corona di elementi polari.

La fotografia illustra l'aspetto del tubo artatron la cui sezione è riprodotta in fig. 3.

Il tubo artatron utilizzato in commutazione (sistema denominato « crow-bar »); sulla fotografia si distingue la batteria dei voluminosi condensatori da cui l'energia deve essere diretta verso la bobina mediante l'impiego del tubo. Questi esperimenti sono stati condotti per conto del C.E.A.

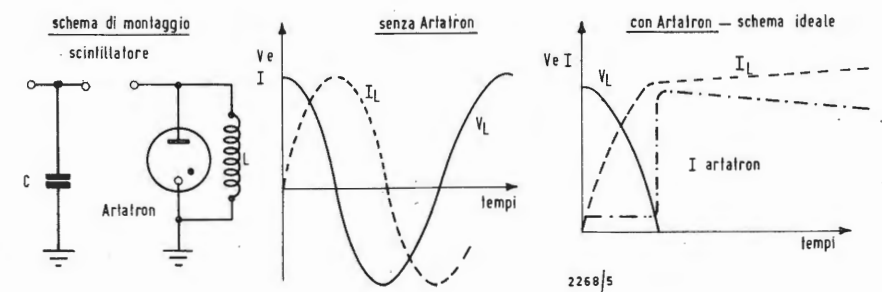



Fig. 4 - Nel sistema denominato « Crow-bar », l'artatron è montato in parallelo con una bobina (*a*); l'intensità di corrente che percorre quest'ultima, in assenza del tubo, avrebbe l'andamento illustrato dalla curva (*b*); con la presenza del tubo, detta intensità si mantiene invece pressoché costante (*c*).

ne molto ridotta; un esperimento di durata durante l'impiego come rettificatore monofase alla frequenza di 50 Hz, ha fornito, dopo 5.300 ore di funzionamento, un valore di 0,9 μgr/coulomb.

Ben inteso, in regime di fortissime potenze è indispensabile prevedere un opportuno sistema di raffreddamento.

Sono già stati eseguiti differenti esperimenti di applicazione, in particolare per conto dell'organizzazione dell'energia atomica della Gran Bretagna, la U.K.A.E.A. nei laboratori di Culham.

Trattavasi, in questo caso, di commutare l'energia immagazzinata in un banco di condensatori verso una bobina, ed ivi mantenervela per la durata dell'ordine di un millisecondo: la configurazione adottata è quella comunemente denominata « crow-bar » (fig. 4*a*). Quando il banco di condensatori C è completamente carico, tutta l'energia viene trasmessa, tramite lo scintillatore, alla bobina L; la tensione V_L presente ai capi di quest'ultima e l'intensità di corrente I_L che in essa fluisce, presentano l'andamento delle curve di fig. 4*b*, tracciate con l'artatron escluso dal circuito.

Collegando ora il tubo ai capi della bobina L in modo che esso divenga conduttore in corrispondenza delle alternanze negative della tensione, nell'istante in cui la tensione tende a cambiare polarità, l'artatron si innesca e corto-circuita la bobina: sotto queste condizioni, in quest'ultima circola una corrente massima, I_{max} (fig. 4*c*); detta corrente decresce unicamente in funzione della resistenza ohmica del circuito. Sotto tali condizioni è possibile mantenere detta corrente nella bobina per una durata dell'ordine del millisecondo; gli esperimenti condotti hanno consentito di ottenere dei valori di energia di 50 coulomb, per una tensione di cresta pari a 70 kV; altri esperimenti condotti con il *Commissariato per l'Energia Atomica* (*C.E.A.*), hanno dimostrato la possibilità di raggiungere gli 80 coulomb con una tensione di 10 kV. La scarica nel tubo è del tipo *luminescente*, tranne che per delle densità di corrente molto elevate con le quali essa si trasforma nel tipo ad *arco*; questo

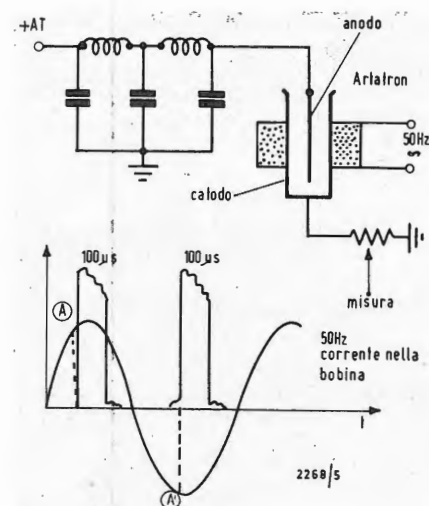



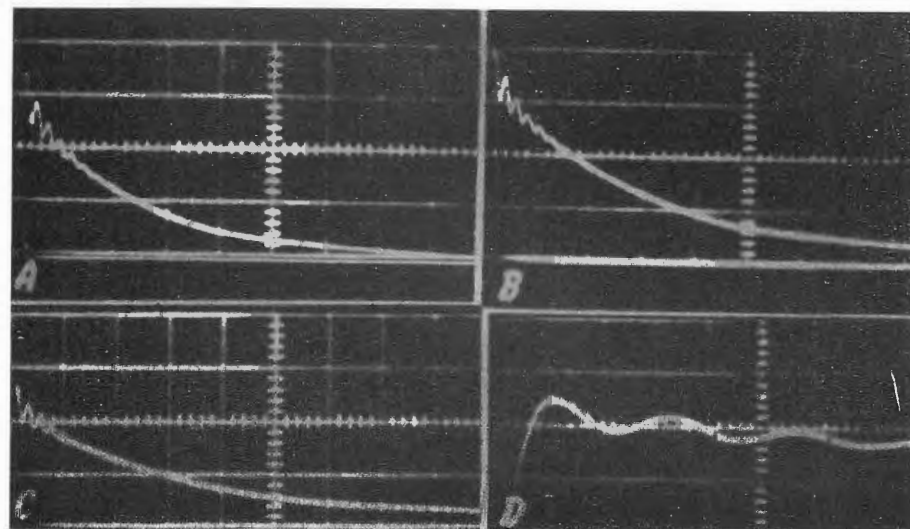
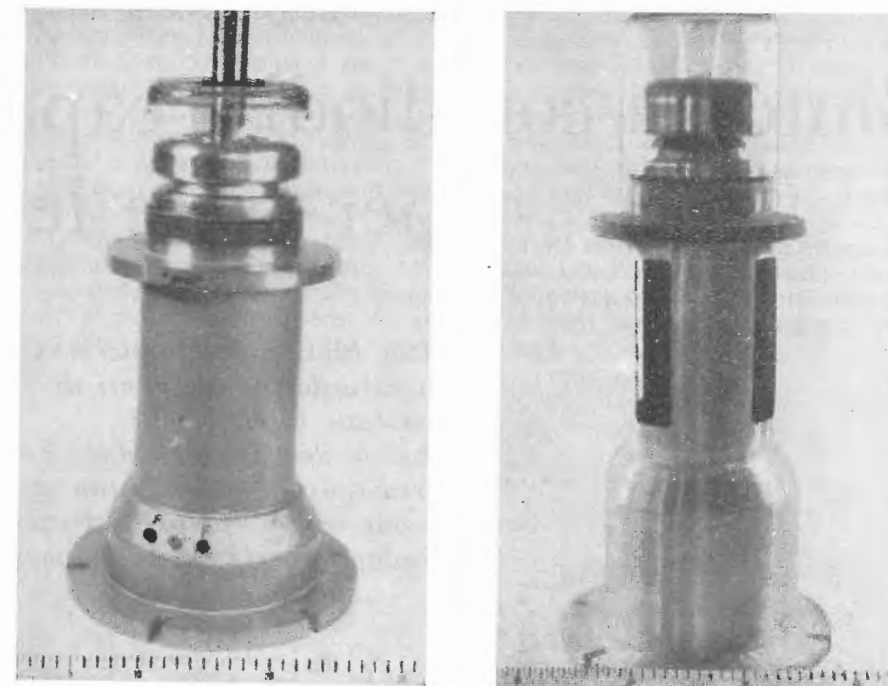
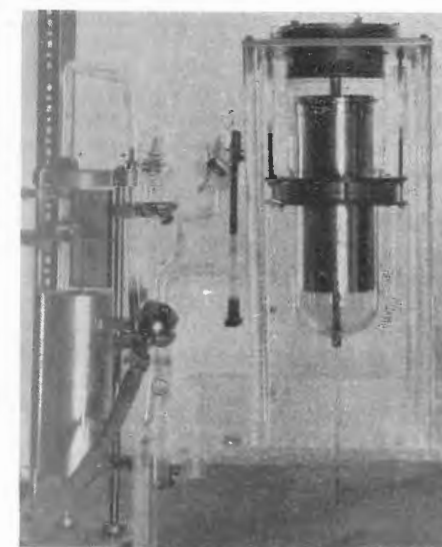
Fig. 5 - Schema di principio di un montaggio sperimentale dell'artatron con comando mediante campo magnetico (*a*). Il tubo è conduttore in corrispondenza dei picchi delle alternanze (*b*) e comanda perfettamente degli impulsi la cui durata è dell'ordine dei 100 μs.

fatto è favorevole poiché diminuisce il coefficiente di autoinduzione proprio del tubo. D'altra parte, il tempo di innesco è stato ridotto a soli 0,5 μs introducendo, nell'Artatron, un elettrodo supplementare di pre-ionizzazione.

Altri studi sono stati condotti dall'*E.D.F.* in particolare per analizzare il comportamento del tubo come disgiuntore. Infatti, durante tali esperimenti, bisogna assolutamente interrompere il circuito prima della conclusione della prima alternanza altrimenti la richiesta di corrente rischia di essere proibitiva se il disgiuntore non è intervenuto.

Anche in questi casi l'artatron si è imposto efficacemente, in quanto ha permesso di interrompere (pur trattandosi di una versione miniatura del tubo) delle potenze di 120 kVA su carico induttivo, con ristabilimento rapido della tensione (la frequenza di ristabilimento può raggiungere 20 kHz). Lo schema di principio della configurazione circuitale adottata, per quanto concerne i circuiti connessi con l'artatron, è rappresentato in fig. 5*a*. Una corrente alternata a 50 Hz percorre la bobina e rende il tubo conduttore in corrispondenza dei picchi delle alternanze. Onde evitare una potenza media di valore proibitivo, le prove sono state eseguite in regime impulsivo, ricorrendo a degli impulsi dell'ordine del millisecondo; si è così constatato che questi ultimi sono perfettamente comandati dall'artatron: la riduzione di campo magnetico, a partire da un valore dato di soglia, conduce al ristabilirsi della tensione ai capi del tubo (fig. 5*b*). Prove di questo genere sono state condotte fino a delle intensità di picco pari a 60 A.

Nell'ambito delle esecuzioni in dimensioni ridotte, segnaliamo che è stato realizzato un tubo « miniatura » lungo una decina di centimetri. Le prestazioni raggiunte con questo modello: 35.000 V di tensione inversa, corrente media fornita di 10 mA, forte intensità di cresta ed elevata frequenza di funzionamento, fanno sperare in un notevole sviluppo industriale di detta versione miniaturizzata. In particolare, sono in corso delle prove presso gli stabilimenti *C.S.F.* di Saint-Egrève per mettere a punto un tubo in grado di sostituire il diodo classico tipo 1Z2.

Utilizzato come raddrizzatore, l'artatron sopporta una tensione inversa di 50 kV con una corrente diretta di picco 5 kA ed una corrente media di 3 kA. Per quanto riguarda le applicazioni alla tecnica del radar, ce ne è una che si rivela particolarmente interessante: trattasi dell'impiego come diodo di « backswing ». Ricordiamo che questo componente ha la funzione di sopprimere la tensione inversa che appare al termine dell'impulso, ai capi del modulatore. Si noti tuttavia che per quest'ultima applicazione, l'artatron deve essere munito di un serbatoio a idruro di titanio onde garantire la uniformità della pressione del gas nel tempo; non si richiede alcun raffreddamento del catodo, sebbene, per i tubi di forte potenza, è un'ottima precauzione prevedere una potenza di riscaldamento di circa 2 W per il citato serbatoio.

Gli oscillogrammi qui riprodotti caratterizzano il comportamento dell'artatron in un circuito di commutazione (crow-bar) il cui schema è illustrato in fig. 4. In *A* l'intensità di carica raggiunge 131 kA per una tensione di 50 kV (Q = 25 coulomb); mentre in *B* ed in *C*, la scala orizzontale è di 100 μs/cm. In *B*, I_{max} = 157 kA per V = 60 kV (Q = 37 coulomb); in *C*, I_{max} = 184 kA per V = 70 kV (Q = 50 coulomb), con la scala verticale di 80 kA/cm, mentre in *D*, ove le condizioni sono le medesime che per la curva *C*, ma ove si è unicamente rappresentato l'inizio di quest'ultima con una scala dei tempi di 10 μs/cm.

Aspetto di due altre versioni di tubo artatron. La scala graduata, posta al di sotto, consente di apprezzare le dimensioni di questi tubi le cui prestazioni sono illustrate nel testo dell'articolo.

Montaggio sperimentale realizzato per una versione miniatura dell'artatron (il principio di questo esperimento è indicato in fig. 5); il tubo, utilizzato come thyratron, riceve degli impulsi di 100 kV e di 60 A ed il suo funzionamento è interamente comandato mediante campo magnetico.

Fra le altre applicazioni del tubo c'è anche quella come diodo di protezione; il funzionamento diventa in tal caso assai simile a quello di un thyratron. Il circuito da proteggere viene posto in parallelo al tubo, onde quest'ultimo, in assenza di campo magnetico, non è conduttivo; in caso di cortocircuito accidentale, si libera un impulso di campo magnetico che provoca l'innesco del tubo il quale cortocircuita il circuito annesso consentendo al circuito da proteggere di sopportare il sovraccarico accidentale soltanto per qualche microsecondo, appunto il tempo necessario per lo stabilirsi del campo magnetico.

Un'altra possibile applicazione può essere quella di utilizzare il tubo come commutatore a parecchie vie. Occorre, in tal caso, suddividere il catodo in tante porzioni quante sono le vie da commutare; il campo magnetico sarà allora applicato sulla porzione di catodo che rappresenta la via in servizio.

Per quanto riguarda l'impiego come thyratron, sono in corso degli studi più approfonditi che lasciano prevedere la possibilità di poter controllare delle potenze assai elevate dell'ordine di 10 MW; il comando del campo magnetico resta sempre, tuttavia, un problema assai complesso da risolvere. Fra le applicazioni prevedibili, ci limitiamo a citare quelle ove l'artatron è utilizzato come thyratron nei modulatori delle apparecchiature radar; ciò consente la soppressione del modulatore ad impulsi, ed anche della linea di ritardo normalmente adottati. La lunghezza dell'impulso è in tal caso controllata dall'impulso di campo magnetico che richiede una potenza limitata, e non presenta limiti; l'energia è fornita da una batteria di condensatori che si scaricano attraverso il tubo e la resistenza di carico. Anche in questo caso il tubo presenta una struttura semplice, è di dimensioni ridotte, non richiede riscaldamento e offre una buona garanzia di lunga durata.

Per terminare, ricorderemo che l'artatron può anche essere utilizzato come tubo di comando per la scarica di condensatori. Esso infatti non teme rivali per tensioni superiori a 40 kV, mentre degli studi già in corso gli consentiranno di raggiungere dei valori nettamente superiori, pari — ad esempio — a 100 kV con una corrente di 100 kA in 1 ms, vale a dire 100 coulomb.

La logica conclusione di queste brevi note illustrative è che l'artatron, sia nel caso delle sue applicazioni come diodo sia in quello delle applicazioni come thyratron, consente di ampliare in misura considerevole i limiti di tensioni e di correnti raggiunte fino ad ora, offrendo nel contempo anche delle soluzioni eleganti a determinati delicati problemi, come appunto dimostrano gli esempi illustrati.

A

dott. ing. A. Longhi

Sintonia con diodi a capacità variabile per tutte le bande TV*

Alla Mostra di Hannover 1966, due ditte presentarono gruppi di accordo per ricevitori di TV con diodi a capacità variabile, per tutte le bande TV.
Qui si descrive una delle due esecuzioni, i cui dieci tasti sono predisposti, secondo una determinata chiave, corrispondentemente ai tre campi di frequenze di TV; questi tasti sono particolarmente facili da manovrare.

Nel corso degli ultimi anni si è riusciti a sostituire la maggior parte delle funzioni di regolazione eseguite, per l'addietro, a mano, di un ricevitore di TV, con circuiti elettronici di regolazione.

Con una certa limitazione, si può arrivare a dire che la selezione dei trasmettitori rappresentava l'unica eccezione. Se si vuole scegliere un programma determinato, ciò è possibile solo con un movimento meccanico degli elementi di accordo, come condensatori variabili o tamburi di bobine, e precisamente a mano; solo pochi apparecchi di lusso sono provvisti di sintonia a motorino.

Da poco tempo si è sviluppata la tecnica della sintonia elettronica dei selettori di canali per mezzo dei diodi al silicio, la capacità propria dei quali varia con l'applicazione di una tensione continua regolabile. Con questi diodi a capacità si possono sintonizzare i ricevitori su tutti i trasmettitori televisivi nel campo UHF e VHF.

La nuova tecnica presenta due essenziali vantaggi: come prima cosa si è riusciti per la prima volta a contenere la pressione dei tasti, per tutti i canali, sotto 0,5 kp e poi presenta il pregio di una precisione di ritorno quasi infinita.

1. - CONFRONTO CON LA SELEZIONE MECCANICA DEI PROGRAMMI

Il ricevitore televisivo Nordmende Souvrän-Electronic ha come novità un sintonizzatore UHF ed un selettore di canali VHF con diodi di capacità. Mediante variazione della tensione continua applicata è possibile, con questi diodi, variare la frequenza di risonanza dei circuiti di alta frequenza e, a questo modo, captare il trasmettitore desiderato. L'introduzione di questa tecnica è stata possibile per la prima volta da quando ci sono a disposizione i diodi di capacità, coi quali ci si può accordare non solo sulla banda VHF, ma anche sull'intera banda UHF da 470 MHz a 790 MHz.

I sintonizzatori UHF di costruzione convenzionale vengono sintonizzati quasi esclusivamente mediante il comando di condensatori variabili, i congegni meccanici dei quali raggiungono un'altissima precisione. Con tutte le tastiere di programmazione si deve dapprima convertire il moto a spinta dei tasti nel moto rotatorio del condensatore variabile. Se si deve coprire un campo di frequenze di 320 MHz con un angolo di rotazione di 180°, ne risulta per la precisione di accordo di 100 kHz al massimo una precisione di posizione minore di 3 minuti d'arco. Col movimento a spinta di un tasto con un'escursione di 16 mm, consegue in tal caso una precisione di spostamento, che sta sopra all'ordine di grandezza delle onde luminose di una sola decade! Le parti mobili nella tastiera devono essere sollecitate per forza elastica dal condensatore variabile allo spostamento. Generalmente si desidera inoltre la combinazione della commutazione della banda col tasto, di modo che non si può evitare il relativamente grande impiego di forza di alcuni chilopound (kp), per svolgere con sicurezza le funzioni di commutazione e di sintonizzazione.

Malgrado tutta la precisione meccanica si raggiunge solo una precisione di ritorno di alcune centinaia di kHz, per questo motivo si prolunga la corsa dell'albero, il che richiede un maggior angolo di rotazione o uno sforzo maggiore.

La tastiera della nuova unità di accordo non ha alcuna connessione meccanica nelle parti di sintonia. Il comando avviene esclusivamente attraverso collegamenti elettrici, coi quali si effettua la commutazione delle bande I-III e UHF con un commutatore magnetico. L'eliminazione di tutte le parti meccaniche di spinta rende possibile arrivare a ciò con una pressione del tasto estremamente bassa: essa è in media di 0,3 kp, nel caso estremo di 0,5 kp.

Nella parte di comando del sintonizzatore del ricevitore Souvrän Nordmende si trovano i 10 bottoni rotativi per la programmazione della tastiera. All'interno delle manopole bordate vi sono i tasti di pressione, l'escursione dei quali non supera i 3 mm. Dietro a questi si trova il selettore VHF col commutatore magnetico. Al di sotto si trova il sintonizzatore UHF. La fig. 1 rappresenta lo schema. La tastiera comprende dieci potenziometri disposti in parallelo, le piste resistive dei quali sono riportate a spruzzo e montate inamovibilmente sopra una piastra di cartone. Il cursore per ciascuna pista si può posizionare con un albero ed è ad un tempo combinato con l'indice della scala. L'albero viene portato fuori dal bottone bordato mediante una coppia conica di ingranaggi.

* *Funkschau*, 17, settembre 1966, pag. 539

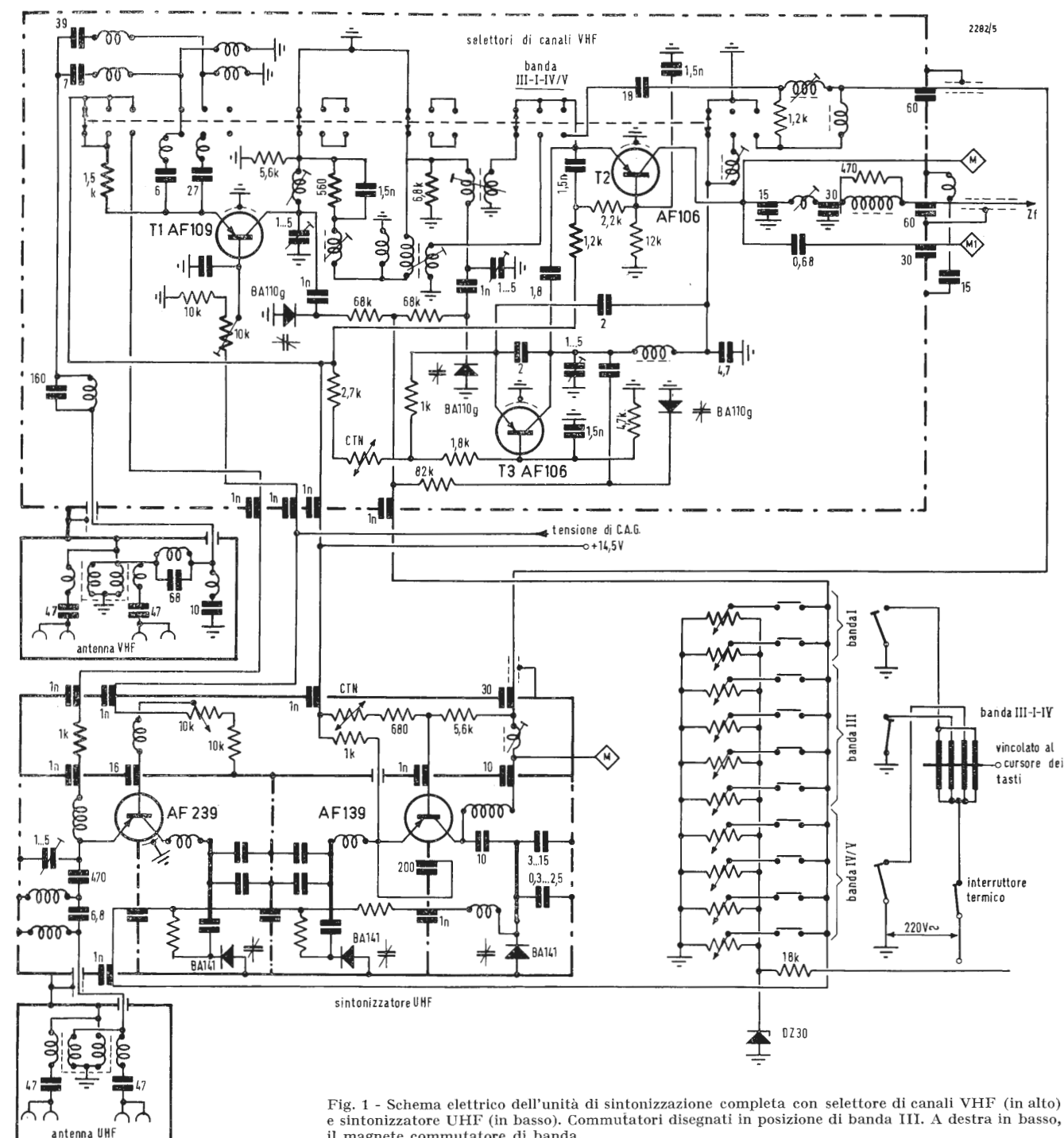



Fig. 1 - Schema elettrico dell'unità di sintonizzazione completa con selettore di canali VHF (in alto) e sintonizzatore UHF (in basso). Commutatori disegnati in posizione di banda III. A destra in basso, il magnete commutatore di banda.

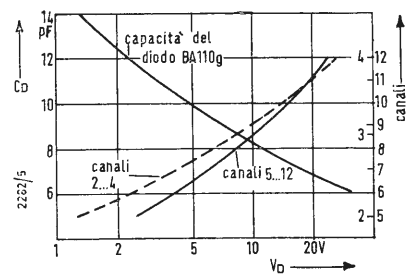



Fig. 2 - Curve caratteristiche del diodo di capacità BA110g (bande I e III).

Fig. 3 - Andamento della curva caratteristica del diodo di capacità BA141 e frequenza dei canali da 21 a 60 ottenibili (bande IV e V) in funzione della tensione del diodo.

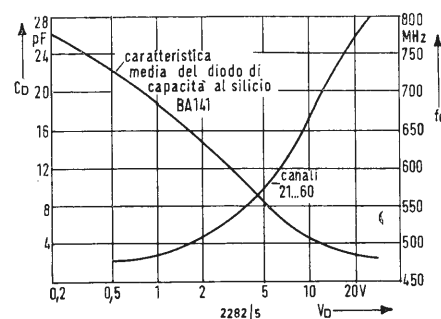
I commutatori, accoppiati ai singoli tasti di selezione di programmi, applicano la tensione regolata dai potenziometri ai diodi di sintonia. La variazione della tensione dei potenziometri è all'incirca logaritmica; ciò fornisce, in unione con le caratteristiche dei diodi di accordo (v. fig. 2 e 3) una distribuzione lineare.

Accanto alle manopole di sintonia si trovano le relative scale, dall'iscrizione delle quali si può riconoscere con quale bottone si possa scegliere un trasmettitore in una banda TV desiderata: due tasti sono predisposti per i canali da 2 a 4, quattro tasti per i canali da 5 a 12 e quattro tasti per i canali da 21 a 60.

La suddivisione fa risparmiare una commutazione supplementare di bande con comando meccanico o elettromagnetico.

2. - IL MAGNETE DI COMMUTAZIONE DI BANDA

Come sopra ricordato, le bande vengono commutate con un magnete a tre posizioni. Esso è rigidamente collegato al cursore del selettore di canali VHF e forma con questo un'unità componente. La commutazione di tutte e tre le bande televisive avviene esclusivamente nel selettore di canali VHF, senza che vengano usati altri contatti di commutazione. Il magnete consta di quattro bobine, che agiscono sopra un magnete in comune. L'ultimo si appoggia ad un doppio nucleo infilato su un asse, e sopra due singoli nuclei insieme montati lateralmente e mobilmente sopra uno stesso asse. L'asse è a sua volta mobile precisamente entro al magnete, ma è solidamente connesso al cursore VHF. Gli arresti del cursore del commutatore per i tre campi TV sono fissati nel dispositivo magnetico. Con questa costruzione è sufficiente aggiustare una delle tre posizioni; le altre posizioni si regolano obbligatoriamente.

Il magnete di commutazione viene azionato mediante contatti sul lato posteriore della tastiera. Per la commutazione delle tre bande, occorrono tre contatti: i primi due commutano ciascuno una delle bobine centrali (UHF e banda III), mentre il terzo comanda le bobine esterne disposte in parallelo (banda I). Il contatto per una determinata banda è, secondo il comando, connesso a un gruppo e può essere svincolato da tutti i tasti appartenenti ad una banda. Mentre si preme un tasto, il contatto viene chiuso solo per circa la metà dell'escursione del tasto. Il magnete porta corrente solo per questo breve intervallo di tempo, che è sufficiente per portare il commutatore magnetico e quindi il selettore VHF in una posizione dipendente dai gruppi di tasti. Quando il tasto arriva a fine corsa, il magnete è già diseccitato. La tensione di lavoro viene ricavata direttamente dalla rete a 220 V, per ottenere tempi di commutazione di 30 μsec, quando si cambia banda. A protezione del magnete è disposto un fusibile termico (v. fig. 1, in basso a destra). Del resto il magnete lavora solo quando, nella selezione delle stazioni, viene commutata anche la banda di TV.

3. - LA TENSIONE DI ACCORDO APPLICATA AI DIODI

La pendenza della caratteristica $\Delta C / \Delta U$ dei diodi di sintonia richiede che la tensione di accordo sia accuratamente stabilizzata. A questo scopo serve il diodo Zener DZ30, che è alimentato dall'alimentatore attraverso una resistenza in serie. Nel circuito dei potenziometri in parallelo ci sono 30 V. Questa collaborazione del diodo Zener, del diodo di sintonia e del transistore, assicura una particolare condizione termica, che non influisce sulla precisione della sintonizzazione.

4. - SCHEMA DEL SELETTORE DI CANALI VHF

Il circuito di entrata del selettore di canali ha subito modifiche in seguito all'introduzione della sintonia automatica a diodo. Il segnale proveniente dall'antenna raggiunge simmetricamente, attraverso due condensatori di 47 pF ciascuno, il trasformatore simmetrico. Al trasformatore segue un filtro blocca banda per la gamma o.u.c. Nel selettore stesso vi è poi ancora una trappola FI, la cui attenuazione è stata stabilita per le frequenze da 36 a 38 MHz. Questi filtri di arresto assicurano una buona selezione supplementare, che notoriamente è molto importante per una perfetta ricezione televisiva. Il circuito di entrata stesso consiste in un filtro passa alto accordato sulla frequenza centrale per le bande I e III. Con ciò, i segnali di frequenza più bassa rispetto alla frequenza di entrata vengono attenuati ancora una volta. Lo stadio preamplificatore lavora con un transistore regolato (dal C.A.G.) AF 109; gli stadi mescolatore e oscillatore sono equipaggiati con un transistore AF 106 ciascuno. La cosa essenziale del nuovo circuito è costituita dai diodi di capacità a diffusione di tipo BA 110 *g*. Essi funzionano nel senso d'interdizione e sono disposti in parallelo alle induttanze dei circuiti accordati, attraverso condensatori a disco di 1 nF.

Per la compensazione dei diodi e delle capacità distribuite, sono previsti dei compensatori in parallelo ai circuiti accordati.

La riflessione nel circuito di entrata del selettore è $r \leqq 50\%$ in vicinanza della portante video, il che significa $m \leqq 3$. Il collegamento del circuito del preamplificatore e l'adattamento del filtro di banda allo stadio mescolatore sono fatti in modo che il rumore di entrata del ricevitore nella banda I è di 3 kT_0

Fig. 4 - Variazione dell'amplificazione in funzione della tensione di regolazione, rilevata per un canale di ciascuna delle bande I, III e IV/V (canale 35 per entrambe queste ultime).

e nella banda III è di 4 kT_0. Per la regolazione automatica dell'amplificazione, i divisori di tensione dei preamplificatori VHF e UHF sono disposti in parallelo. L'amplificazione ottima viene ottenuta per mezzo dei due potenziometri di regolazione di 10 kΩ alla base dei transistori preamplificatori. La dipendenza dell'amplificazione dalla tensione di controllo è rappresentata in fig. 4.

Il filtro di banda RF per le bande I e III è accoppiato induttivamente, mediante le posizioni 1 e 2 del commutatore allo stadio miscelatore, dove è applicata anche la tensione FI dell'UHF, nella posizione 3, attraverso un filtro a larga banda.

Il circuito FI ed il suo accoppiamento allo stadio convertitore non sono stati variati rispetto allo schema convenzionale senza diodi. La tensione dell'oscillatore viene applicata, attraverso un condensatore di 1,8 pF, dal transistore T_3 allo stadio miscelatore. L'amplificazione di tensione del selettore di canali VHF dall'entrata 60 Ω, all'uscita 60 Ω è molto uniforme; essa è di 27 dB nella banda I e 26 dB nella banda III.

Per la taratura FI nella gamma VHF, la tensione del generatore vobulato viene applicata, attraverso il condensatore 0,68 pF, al punto di prova M_1. Oltre al diodo Zener DZ 30, per la stabilizzazione della tensione vi è nel partitore di base dell'oscillatore, anche una resistenza *NTC* (a coefficiente negativo di temperatura), essa mantiene costante la frequenza dell'oscillatore anche con variazioni di temperatura.

La selezione fatta col selettore di canali diviene sempre più difficile, quanto più possono aumentare le stazioni ricevibili nella zona. Per questo motivo i circuiti RF devono essere esenti da accoppiamenti indesiderati di massa, poiché così aumentano le cifre di merito dei circuiti e i valori per la selezione di entrata divengono maggiori. Il rapporto d'immagine nella banda I sale a 50 dB, e nella banda III a 45 dB.

L'addetto al servizio tecnico desidera che in un apparecchio, tutte le parti siano accessibili. Ciò si è qui ottenuto con un coperchio bilaterale facilmente asportabile. Con un rivestimento in lamina di rame interno al coperchio, si è raggiunto il grado di irradiazione disturbante corrispondente alle prescrizioni della Germania federale.

5. - IL COMMUTATORE DI BANDA

La commutazione delle bande I-III e IV-V si effettua con un commutatore a cursore. Essa porta molle di contatto a forma di V, che scorrono sopra una striscia di guida, i cui bordi sono foggiati a superficie di contatto; queste ultime sono fortemente argentate.

Col cursore a contatti, si commutano, nello scomparto a sinistra della scatola, i circuiti preamplificatori per le bande I e III e per l'emettitore dello stadio preamplificatore VHF e UHF, e nello scomparto a destra della scatola si commutano il filtro di banda e l'oscillatore VHF, ed anche l'alimentazione del segnale FI-UHF allo stadio miscelatore. Mediante una bobina, nella posizione 3 del commutatore a cursore, viene inoltre ancora commutato lo stadio oscillatore UHF; questo stadio non è in funzione nella posizione della gamma VHF, per evitare possibili interferenze. Il cursore dei contatti scorre entro due piastre di guida, con le quali esso può essere aggiustato con precisione con la striscia dei contatti. Le posizioni del commutatore vengono comandate da un interruttore magnetico, che è vincolato al cursore dei contatti. La forza di spinta è, grazie al dispositivo adottato, molto piccola ed uniforme, di modo che per la frizione fra cursore e magnete non occorrono più di 400 p.

6. - SINTONIZZATORE UHF CON TRE DIODI DI CAPACITÀ

Nel nuovo sintonizzatore UHF vi sono tre diodi al silicio di capacità al posto dei condensatori variabili meccanicamente, per l'accordo dei tre circuiti risonanti in λ/2. Contrariamente a ciò che si è fatto nella gamma VHF, si sono qui adottati tre diodi BA141. Essi devono corrispondere nelle loro caratteristiche di capacità, per assicurare l'accordo dei tre circuiti risonanti del sintonizzatore. Sotto questo riguardo valgono le stesse esigenze relative al classico condensatore variabile! Perciò i diodi vengono misurati dal fabbricante e raggruppati in tripletti secondo le loro caratteristiche. Le deviazioni di capacità entro un gruppo sono limitate al massimo del 3%. In fig. 3 è rappresentata una caratteristica media del diodo BA141. L'evidente non linearità, specialmente agli estremi alto e basso della gamma, si comporterebbe molto sfavorevolmente nella sintonia del selettore di canali, se, come si è già descritto, il potenziometro di taratura non avesse una determinata caratteristica di resistenza. Dal circuito equivalente del diodo (fig. 5) si vede che il diodo oltre alla sua capacità C_D, possiede anche una resistenza in serie R_s e un'induttanza L_0. L'induttanza L_0, formata essenzialmente dai fili di collegamento del diodo, può essere trascurata, mentre la resistenza in serie deve essere tenuta in considerazione nel progetto del circuito accordato. Il suo valore di circa 0,6 Ω corrisponde a una resistenza di risonanza R_{ris}, formata dall'induttanza L del circuito accordato e dalla capacità C_D del diodo, valutabile con:

$$R_{ris} = \frac{L}{C_D \cdot R_s}$$

Fig. 5 - Circuito equivalente del diodo di capacità.

A questa deve essere adattato il circuito oscillatorio per mantenere più piccole possibile le perdite e più alto possibile il guadagno. La impedenza Z del circuito oscillatorio viene stabilita definitivamente secondo questo criterio. La lunghezza l del conduttore interno del circuito accordato viene poi determinata con la formula:

$$l = \frac{\lambda}{2}\left[1 - \frac{1}{\pi}\left(\text{arc ctg}\,\frac{1}{\omega C_1 Z} + \text{arc ctg}\,\frac{1}{\omega C_2 Z}\right)\right],$$

dove C_1 rappresenta la capacità distribuita e C_2 la capacità del diodo e del compensatore. I circuiti oscillatori in $\lambda/_2$ in un sintonizzatore a diodi si possono facilmente accordare sulle stazioni nel campo da 470 MHz a 790 MHz. Il sintonizzatore UHF consta di quattro comparti; da sinistra a destra, il primo scomparto contiene il preamplificatore, gli scomparti 2° e 3° comprendono il filtro di banda RF e il quarto scomparto contiene il miscelatore autooscillante. La parte superiore delle camere forma una basetta a circuiti stampati sulla quale sono montati i transistori e i componenti portanti c.c. La basetta viene cablata prima dell'introduzione nella scatola, e dopo l'introduzione forma una parete separatrice per il circuito di uscita FI a destra in alto. La scatola stessa non è diventata più complicata nella sua esecuzione rispetto al tipo convenzionale, perché rispetto a un sintonizzatore con condensatore variabile, mancano gli appoggi per l'asse e l'asse stesso. Sul lato posteriore della scatola, angolari a forma di U proteggono i compensatori da danneggiamenti meccanici.
Dall'antenna il segnale di entrata arriva, attraverso due condensatori di 47 pF ciascuno, ad un convertitore di impedenza, per la trasformazione dei 240 simmetrici in 60 Ω dissimmetrici. Il condensatore che viene dopo, di 6,8 pF in serie forma, insieme con le due bobine riportate a massa, un passa alto per il miglioramento della selettività del sintonizzatore. Attraverso una capacità di 470 pF, il segnale perviene all'emettitore del transistore preamplificatore AF239 montato in circuito con base in comune, che si distingue rispetto al transistore tipo AF 139 per la sua maggiore amplificazione e minore rumorosità. La rumorosità totale F_{tot} di un sintonizzatore risulta dalla formula:

$$F_{tot} = F_{pre} + \frac{F_M - 1}{V_{pre}};$$

dove i simboli significano: F_{pre} = figura di rumore del preamplificatore;
F_M = figura di rumore del mescolatore;
V_{pre} = amplificazione di tensione del preamplificatore, cioè dipende essenzialmente dallo stadio preamplificatore; perciò bisogna rendere il più possibile piccola la cifra di rumore del preamplificatore. Il nuovo sintonizzatore raggiunge per F_{tot} un valore di circa 4 kT_0. L'adattamento dell'entrata con un rapporto in salita U_{max}/U_{min} = m = 3 al massimo, soddisfa le esigenze della tecnica moderna.
Il preamplificatore del sintonizzatore è regolato dal C.A.G., perciò il partitore di base del transistore AF 239 è regolabile fino a ottenere la precisa stabilizzazione del punto di lavoro.
Il circuito di collettore del transistore AF239 consta di un circuito risonante in $\lambda/2$. Questo, insieme con un altro circuito accordato in $\lambda/2$, forma un filtro di banda RF, che è accoppiato induttivamente, nel modo ben noto, attraverso un'apertura nella parete di separazione. Entrambi i circuiti vengono accordati capacitativamente mediante uno dei nuovi diodi BA141, ciascuno. Al filtro di banda RF segue lo stadio convertitore autooscillante col transistore AF139 con base a massa. L'induttanza presente al conduttore interno del secondo circuito del filtro di banda accoppia il segnale RF, con la sua appendice di accoppiamento, all'emettitore dello stadio convertitore autooscillante. Il prolungamento della linguetta di accoppiamento penetra nella sezione dell'oscillatore e forma qui una reazione induttiva. La possibilità di una precisa regolazione assicura l'innesto dell'oscillatore entro l'intera banda di frequenza da accordare.
La resistenza *NTC* nel partitore di base stabilizza l'oscillatore contro il riscaldamento. Dal collettore del convertitore, la frequenza intermedia (FI) viene portata, attraverso una bobina, al primo circuito FI. Da qui, il segnale FI, come descritto, viene addotto al secondo circuito FI nel selettore di canali VHF.

7. - PREGI COSTRUTTIVI

L'adozione dei diodi di sintonia offre, oltre ai pregi già illustrati, anche una serie di vantaggi costruttivi. In primo luogo si deve ricordare la possibilità con la quale il costruttore può installare la sezione di accordo in un posto elettricamente favorevole entro la scatola, senza dover badare ad assi o perni di sintonia. Vengono inoltre meno i lavori di aggiustaggio delle lamelle del rotore, che una volta erano necessari per una taratura ben fatta del condensatore variabile. Con l'uso dei diodi di sintonia, si risparmiano tutti gli attrezzi ausiliari per l'aggiustaggio e per il montaggio dei condensatori variabili rotativi. Da ultimo, non è da trascurare il vantaggio ottenibile a motivo di una scatola più leggera e più piccola. *A*

dott. ing. A. Longhi

Un diodo a variazione di capacità con grande dinamica*

Con la sintonia per mezzo di diodi a capacità variabile si può pervenire nei campi VHF, OUC e UHF a sintonizzatori, che possono essere costruiti in modo semplice, di piccole dimensioni ed economicamente. I sintonizzatori a capacità variabile si possono facilmente adattare al telecomando, poichè fra il potenziometro di accordo con la manopola di comando e il sintonizzatore stesso, occorrono solo collegamenti a corrente continua e nessuna connessione meccanica. Per la stessa ragione, tali sintonizzatori possono essere collocati facilmente nella posizione più favorevole dell'apparecchio secondo i criteri tecnici e funzionali. Ulteriori pregi di simili sintonizzatori sono una maggiore comodità di impiego e una buona precisione di ritrovamento delle stazioni con la sintonia a tasti. I diodi a capacità variabile coi quali la deviazione di capacità — cioè il rapporto fra la capacità massima e minima ottenibile con una data variazione della tensione di polarizzazione — è sufficiente a effettuare la sintonizzazione entro una data gamma di ricezione; si possono designare con l'espressione « diodi sintonizzatori ».

1. - DIODI A VARIAZIONE DI CAPACITÀ

La dipendenza fra capacità e tensione di polarizzazione di un diodo a capacità variabile è rappresentata da una legge di potenza, della quale, riferendosi ad una polarizzazione minima di 3 V, le seguente forma può essere conveniente:

$$C = C_{3\text{V}}\left(\frac{3{,}7}{U + 0{,}7}\right)^n$$

Per gli esponenti n si ritiene conveniente per i diodi a diffusione con transizione lineare *pn* un valore di 0,33 e coi diodi a lega, con transizione *pn* brusca, un valore di 0,8. Simili diodi non sono normalmente sufficienti per la sintonia completa di una delle suddette gamme di ricezione. Occorrono diodi speciali a diffusione col valore di $n = 0{,}75$. La fig. 1 rappresenta il guadagno ottenibile con essi.
Il vantaggio di simili diodi rispetto a quelli classici diviene ancora maggiore se si può usare una tensione minima di polarizzazione dei diodi, minore di 3 V. È fuori dubbio che l'ampiezza del segnale alternato al diodo viene ridotta sufficientemente piccola. Come limite superiore della tensione di accordo si raccomanda in ogni caso il valore di 30 V; l'aggravio per tensioni più alte non è in generale giustificabile. Come tipico diodo sintonizzatore il BA141 è adatto, allo scopo di ottenere l'accordo nel campo di lunghezze d'onda da 10 m a 30 cm, così che con esso si possono costituire anche selettori di TV per le intere bande I e III, IV e V ed anche unità di accordo in O.U.C.

2. - PROPRIETÀ DEL DIODO SINTONIZZATORE

Un diodo sintonizzatore (v. simbolo grafico in fig. 2*a*) possiede, nel cristallo ad entrambi i lati della zona priva di cariche, che forma il dielettrico della capacità di giunzione C, resistenze di perdita che sono rappresentate come resistenza di passaggio, con R_b in serie con la capacità in fig. 2*b*. Inoltre, alla corrente inversa corrisponde la resistenza inversa R_j, che è connessa in parallelo alla capacità. Nell'introduzione del cristallo-diodo nella sua capsula si generano inevitabilmente la induttanza L_S del sistema (in serie coi parametri del cristallo) e la capacità C_g dell'involucro (in parallelo ai

* Radio Mentor n. 5 - maggio 1966 pag. 401-405.

parametri del cristallo). Questi parametri, riuniti tra loro, costituiscono il circuito equivalente, rappresentato in fig. 2*b*, del diodo sintonizzatore.

Tutti e tre i parametri del cristallo — resistenza inversa, resistenza di passaggio e capacità di giunzione — decrescono coll'aumentare della tensione di barriera (fig. 3). I parametri di costruzione — induttanza del complesso e capacità del contenitore — sono invece indipendenti dalla tensione.

Il comportamento, in lunghi periodi di tempo, delle capacità della giunzione è molto costante. La caratteristica capacità-tensione è esente da isteresi e da instabilità.

Il coefficiente di temperatura si può esprimere nel modo migliore con una variazione equivalente di tensione: una diminuzione della polarizzazione di circa 2 mV provoca la stessa variazione della capacità del diodo, di una sopraelevazione della temperatura ambiente di 1° C. Il coefficiente di temperatura della capacità di giunzione è positivo, diminuisce coll'aumentare della tensione di polarizzazione.

La resistenza inversa diminuisce di circa il 6 %, e la resistenza di trasnito cresce dell'1 % coll'aumentare della temperatura ambiente di circa 1° C. I parametri costruttivi sono quasi indipendenti dalla temperatura.

Nel campo di frequenze da 30 a 1000 MHz (da 10 m a 30 cm) la reattanza capacitiva della zona di giunzione del BA141 è piccola rispetto alla resistenza inversa e alla resistenza capacitiva della capsula, di modo che si possono trascurare i parametri in parallelo, e cioè la resistenza inversa e la capacità dell'involucro, nel circuito equivalente, per queste frequenze (fig. 2*c*). L'induttanza L_S del sistema, in molte applicazioni, non è invece trascurabile; essa dà luogo, insieme con la capacità della giunzione, ad una risonanza in serie ad una frequenza f_0.

Se la frequenza di lavoro giace in vicinanza di questa frequenza di risonanza, la capacità attiva aumenta a motivo della trasformazione induttiva a:

$$C + \Delta C = C f_0^2 (f_0^2 - f^2)^{-1};$$

f_0 (per 25 V) vale, per il BA141 circa 1500 MHz.

Dal prodotto $R_b\,C = R_S\,C$ (costante di tempo di carica) si calcola la frequenza limite f_{Q1} (frequenza di taglio per la quale il fattore di merito del diodo è uguale a 1) con la relazione:

$$f_{Q1} = (2\,\pi\,R_S\,C)^{-1};$$

f_{Q1} (per 3 V) per il BA141 è dell'ordine di 30000 MHz.

La bontà del diodo, per una data frequenza di lavoro, è allora semplicemente il rapporto fra la frequenza di taglio e la frequenza di lavoro:

$$Q = f_{Q1} \cdot f^{-1}.$$

Con maggior precisione esso risulta, considerando la frequenza di risonanza f_0 causata dall'induttanza:

$$Q = f_{Q1} \cdot f^{-1} \cdot f_0^{-2} (f_0^2 - f^2).$$

Il fattore di merito dipende dalla tensione, perchè C e R_b dipendono dalla tensione. Esso ha il suo valore minimo in corrispondenza della polarizzazione minima e della frequenza più bassa della banda. Per il BA141 valgono all'incirca i seguenti valori:

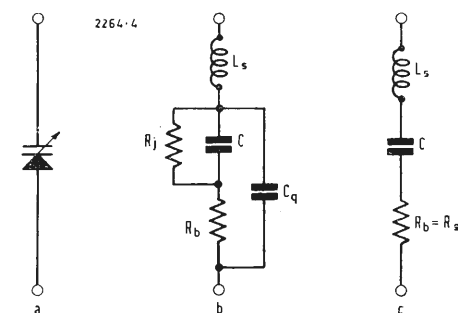



Fig. 2 - Simbolo grafico e circuiti equivalenti di un diodo sintonizzatore.

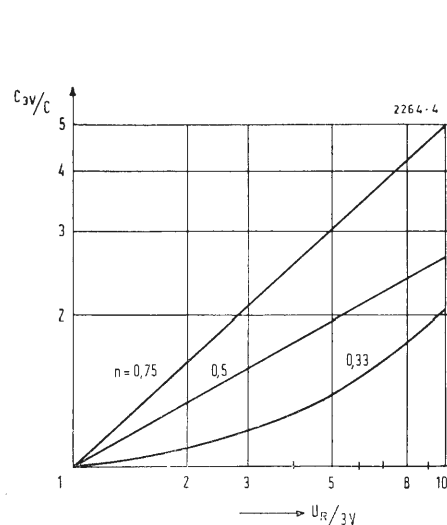



Fig. 1 - Variazione di capacità di vari diodi a capacità, con differenti esponenti *n*, per una data variazione della tensione.

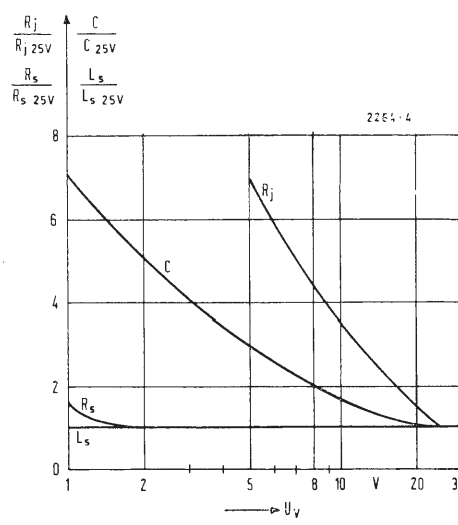



Fig. 3 - Dipendenza dalla tensione dei parametri del cristallo e di esecuzione del diodosintonizzatore BA141, con $C_{25V} = 2{,}5$ pF; $R_{S25V} \cong 0{,}5\ \Omega$; $R_{j25V} \cong 25\ \mathrm{M\Omega}$; $L_{S25V} \cong 3{,}5$ nH.

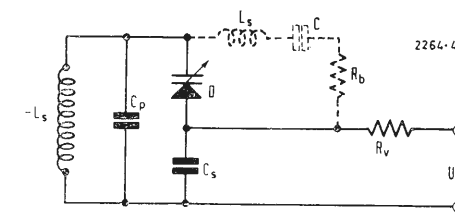
f [MHz]	U_V [V]	Q
30	3	1000
100	3	300
100	25	1500
300	3	100
300	25	500
1000	25	150

L'esponente può presentare da esemplare a esemplare valori che si scostano assai sensibilmente da 0,75. Per assicurare un andamento uniforme della caratteristica capacità-tensione, questi diodi vengono raccolti in gruppi, che contengono un numero di diodi (secondo il numero dei circuiti che devono essere accordati simultaneamente con questi diodi) con esponenti all'incirca eguali.

3. - CIRCUITO FONDAMENTALE

Un sintonizzatore in genere contiene diversi circuiti oscillatori, per i quali, anche alle frequenze più alte, il circuito rappresentato in fig. 4 può essere considerato tipico.

Il circuito equivalente del diodo è disegnato tratteggiato nella stessa figura.

Per la desiderata variazione di frequenza f_{max}/f_{min} occorre una variazione di capacità nel circuito, che deve essere ottenuta con la variazione della tensione. L'ampiezza della tensione alternativa applicata al diodo deve essere piccola rispetto alla tensione continua di polarizzazione. In un simile circuito si trova sempre un condensatore in parallelo al diodo, poichè le capacità parassite nel circuito figurano in parallelo al diodo. Esse diminuiscono la variazione di capacità del circuito. Con una costruzione accurata comportante piccole capacità parassite o per mezzo di una cavità risonante coassiale di grande impedenza (per i sintonizzatori UHF a diodi, 200 Ω) si può portare a un piccolo valore la capacità parassita insieme con le capacità dello stadio amplificatore e dei compensatori di allineamento (per UHF $C_p = 0{,}5 \div 1$ pF). La capacità minima del diodo deve essere grande rispetto a questa capacità in parallelo. Un condensatore in serie si dimostra sempre necessario, per cortocircuitare l'alimentatore della tensione continua di accordo, per il segnale alternativo. Contemporaneamente però esso trasforma la resistenza di perdita del diodo portandola a valori più alti. Infine, per lo stadio amplificatore, questa resistenza, che può essere aumentata anche induttivamente, è tanto maggiore, quanto più piccola è la capacità in serie C_S. D'altro canto, una piccola capacità in serie abbassa la variazione di capacità nel circuito.

Per un sintonizzatore UHF equipaggiato con diodi di sintonia BA141 è conveniente adottare un condensatore in serie di 10 ÷ 15 pF. Si ottiene la necessaria escursione di capacità, per la banda UHF (470 ÷ 790 MHz), secondo il valore della capacità minima del diodo, con una variazione della polarizzazione da 25 a 4 V, o in casi particolari da 25 a 2,5 V. La capacità minima del circuito si aggira su 2,6 ÷ 3,3 pF.

L'induttanza del circuito $L - L_S$, sia come bobina, sia come conduttore interno di una cavità coassiale risonante, si determina in corrispondenza delle frequenze massime e della capacità minima. L'induttanza del diodo costituisce una parte fissa dell'induttanza del circuito. Con le tolleranze sulla capacità minima del circuito si manifestano anche tolleranze dell'induttanza del circuito.

Per non influenzare il punto di lavoro con eventuali possibili variazioni della corrente inversa del diodo, si raccomanda di fare piccola la resistenza R_v (30 ÷ 100 Ω). La taratura in frequenza di vari circuiti di un sintonizzatore può pure effettuarsi per mezzo di diverse polarizzazioni dei diodi, o ancora coi noti metodi dello spostamento capacitivo e induttivo di frequenza.

Fig. 4 - Circuito oscillatorio con accordo a diodo.

4. - BIBLIOGRAFIA

H. KELLER, M. LEHMANN, L. MICIC: *Diodi di capacità al silicio a diffusione* Radio mentor 1962, N. 8, p. 661 ÷ 667.

D. JUST: *Diodi semiconduttori*, Instrumenten-Kunde 1963, N. 8.

A

La Fairchild Instrumentation per prima con un sistema completo di prova per configurazioni multiple

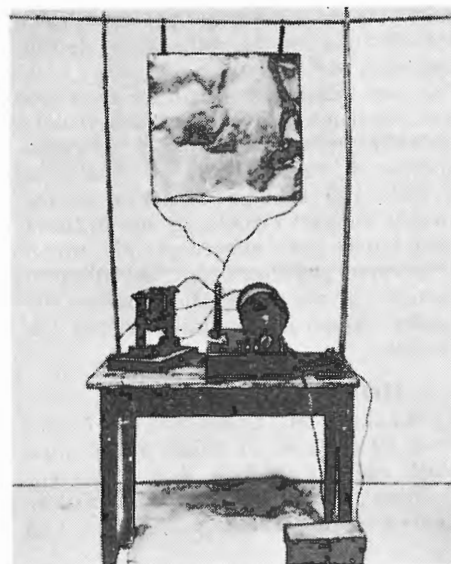
La « Fairchild Instrumentation Limited » sta lanciando sul mercato europeo, sotto il nome di Serie 8000, un sistema di prova per configurazioni multiple appositamente studiato per l'esecuzione di prove funzionali della logica di circuiti digitali complessi.

Questi circuiti possono essere pannelli per circuiti stampati, moduli in contenitori, circuiti integrati, circuiti a strato sottile, circuiti a piastrine multiple, configurazioni multiple, e sottocomplessi di sistemi con abbondante impiego dell'integrazione.

Per la prima volta i fabbricanti e gli utilizzatori di configurazioni multiple sono in grado di effettuare prove usando fino a 144 spine alla volta, che forniscono fino a 144 combinazioni digitali programmate simultanee, la cui lunghezza arriva anche a parecchie migliaia di « bit ». Queste combinazioni vengono usate come gli ingressi programmati del modulo in prova, oppure come le forme d'onda programmate previste in uscita. *i.n.*

dott. ing. Alessandro Banfi

Chi è l'inventore della radio?

Ancor oggi non è affatto sopita la controversia circa la priorità dell'invenzione della radiotelegrafia.
Per la verità si dovrebbe parlare più che di «invenzione», di applicazione pratica della radiotelegrafia, utilizzando fenomeni fisici di radioelettricità già conosciuti.
Comunque, poichè l'argomento riveste una indubbia importanza storica, sia in relazione alla unilaterale ed arbitraria determinazione dell'U.R.S.S. di celebrare il 7 maggio di ogni anno come «giornata della radio» in onore dello scienziato russo Alessandro S. Popov, sia riguardo della discussa attribuzione di tale priorità allo scienziato francese Edoardo Branly, in contrasto con la generale e comune attribuzione di tale priorità al nostro Guglielmo Marconi, l'ing. Alessandro Banfi, con la sua cinquantennale esperienza in materia, ha cercato di raccogliere e vagliare tutti gli elementi noti ed attendibili di questa «vexata queastio», esponendoli qui di seguito imparzialmente ed obiettivamente.

Il primo trasmettitore radiotelegrafico impiegato da Marconi nei suoi esperimenti nel 1895 a Pontecchio (Per cortesia della Marconi's Wireless Co.).

Le più remote origini delle radiocomunicazioni, risalgono al decennio 1860-1870, nel quale periodo James Clark Maxwell (nato ad Edimburgo il 13 novembre 1831 e morto il 5 novembre 1879) formulò la sua classica teoria elettromagnetica della luce (1867). Egli mostrò che la luce era una forma di movimento ondulatorio propagantesi con una velocità dipendente dalle proprietà elettriche e magnetiche del mezzo attraverso il quale viene trasmesso.

Egli intuì anche che onde elettromagnetiche più lunghe di quelle della luce, potevano esistere.

Ma fu però Heinrich Hertz (nato ad Amburgo il 22 febbraio 1857), quasi vent'anni più tardi (1887), a scoprire il mezzo di produrre tali onde più lunghe e dimostrare che anch'esse, come la luce, si propagavano in linea retta, e potevano essere riflesse da specchi e rifratte da prismi.

A questo punto occorre però rilevare che una decina di anni prima delle classiche esperienze di Hertz, e cioè verso il 1879, D.E. Hughes (il noto inventore della macchina telegrafica stampante) aveva eseguito alla presenza dei due scienziati inglesi Crookes e Preece, delle interessanti esperienze sul comportamento di polveri metalliche sotto l'influenza di scariche elettriche.

Le esperienze di Hughes si basavano sulle constatazioni fatte da Tunk nel 1883 e da Varley nel 1852 sulla diminuzione della resistenza della limatura metallica sotto l'influenza delle scariche elettriche atmosferiche.

Il 1º gennaio 1894, il mondo scientifico apprese con profonda costernazione la notizia della morte di Hertz, all'età di soli 36 anni.

Cinque mesi dopo, lo scienziato inglese Sir Oliver Lodge, in commemorazione di Hertz, tenne alla Royal Institution di Londra una celebre conferenza scientifica con interessanti dimostrazioni sul comportamento delle onde elettromagnetiche, durante la quale accennò per la prima volta all'impiego di un « coherer » per la loro rivelazione.

Qual è l'origine del « coherer »?

Nel 1883, il prof. Temistocle Calzecchi-Onesti, insegnante di fisica a Fermo, eseguì (indipendentemente da quanto fatto da Hughes) importanti esperienze con polveri metalliche poste in un tubetto di vetro, le quali mentre in stato di riposo offrivano una grande resistenza al passaggio di una corrente elettrica, divenivano invece buone conduttrici non appena sottoposte all'influenza di una scarica elettrica oscillante o della scintilla prodotta dalla rapida chiusura ed apertura di un circuito.

Il Calzecchi-Onesti pubblicò due storiche memorie scientifiche su « Nuovo Cimento » il 15 ottobre 1884 e il 2 marzo 1885, illustrando e commentando tali

esperienze, senza però accennare possibili applicazioni.

Nel 1891, cioè alcuni anni dopo le classiche esperienze di Hertz, il professore di fisica Edoardo Branly, nato ad Amiens il 23 ottobre 1844, eseguì delle esperienze, simili a quelle sopra citate di Hughes (1879) e di Calzecchi-Onesti (1884), sul comportamento di polveri metalliche sottoposte all'influenza di una scarica elettrica, producentesi in immediata prossimità. Branly osservò che la resistenza di tali polveri metalliche, liberamente giacenti (non compresse quindi) variava dal valore di alcuni megaohm a quello di poche centinaia di ohm sotto l'effetto della scarica; osservò inoltre che l'alta resistenza primitiva poteva essere riottenuta (cessata la scarica) mediante riscaldamento o scosse meccaniche.

Nella sua memoria « Variations de conducibilitè sous diverses influences électriques » pubblicata nel giugno del 1891 sulla rivista « Lumière Electrique », Branly descrisse con grande accuratezza questi suoi esperimenti anch'egli però senza accennare a possibili applicazioni.

Solo tre anni più tardi (1º giugno 1894) Sir Oliver Lodge, illustrando le esperienze di Hertz, come si è già accennato, citò le esperienze di Branly, indicando come rivelatore di onde elettriche il dispositivo a polvere metallica che battezzò « coherer ». Per la cronaca, il nome di « coherer » (coesore) non garbò punto al Branly, che propose quello di « radioconduttore » che richiama la proprietà essenziale di « conduttori discontinui eccitabili da radiazioni elettriche ». Tale proposta non ebbe però seguito, rimanendo pertanto invalsa la denominazione di « coherer ».

Il Prof. Edoardo Branly proseguì le sue ricerche sperimentali sul comportamento del « coherer »; ma solo nel dicembre 1897 pubblicò nei « Comptes Rendus » una sua memoria « Sur la conducibilité électrique des substances conductrices discontinues, à propos de la télégraphie sans fil ».

Nel frattempo Guglielmo Marconi, nato a Bologna il 25 aprile 1874, ed appassionato studioso di fisica ed elettrologia aveva potuto eseguire, consultando scritti e memorie nella biblioteca del Prof. Righi presso l'Università di Bologna, l'opera di Maxwell e di Hertz. Ma quando lesse la relazione di Lodge sul lavoro di Hertz, oggetto della sua celebre conferenza con dimostrazioni pratiche alla Royal Institution di Londra nel giugno 1894, decise di riprodurre questi esperimenti adattandoli ad una propria geniale intuizione: quella di trasmettere dei segnali a distanza.

Ed ecco ora giunto il momento di accennare all'opera di Popov.

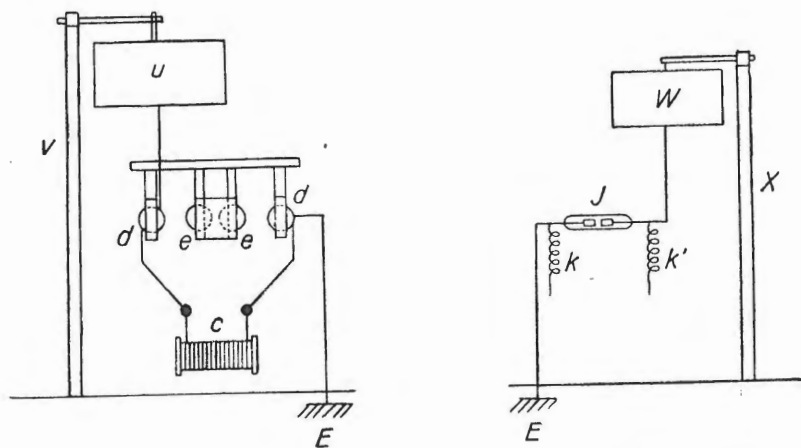
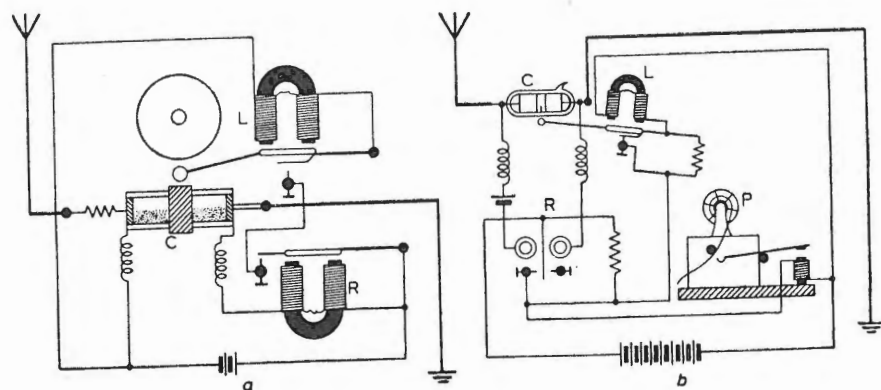
Aleksandr Stefanovich Popov, nato nel marzo 1875 in un piccolo villaggio degli Urali, divenne, dopo studi universitari a Pietroburgo, il capo della sezione di fisica presso l'Istituto Navale delle Torpedini a Kronstadt.

Anch'egli seguì attentamente i lavori di Hertz e fu parimenti molto impressionato dalla relazione sulla conferenza di Lodge alla Royal Institution di Londra coi singolari esperimenti, che volle riprodurre nel suo attrezzato laboratorio.

Alla fine del 1894 pertanto, sia Marconi sia Popov conoscevano il mezzo di generazione delle onde elettromagnetiche e di rivelazione di esse mediante il « coherer ».

A questo punto però, questi due grandi pionieri della radio, ignorandosi completamente l'un l'altro, seguono nel

Marconi a Londra nel 1896 per la presentazione dei suoi apparati di telegrafia senza filo. (Per cortesia della Marconi's Wireless Co.).

Schema di principio del primo complesso radiotelegrafico ideato da Marconi nel 1895 ed usato negli esperimenti di Villa Grifone a Pontecchio. A sinistra l'apparato trasmittente; a destra l'apparato ricevente.

I primi ricevitori di onde elettromagnetiche a « coherer » (1895).
1) circuito di Popov
b) circuito di Marconi.

loro lavoro sperimentale, due scopi ben distinti.

Infatti nel gennaio 1895 Popov realizzò un dispositivo a « coherer » per la ricezione di onde elettromagnetiche provenienti da scariche atmosferiche ed il 7 maggio 1895 dimostrò tale apparato munito di « coherer » ed antenna in una riunione presso la St. Petersburg Phisical Society. Ecco pertanto l'origine della data 7 *maggio*, assunta dall'URSS in onore di Popov.

Ma a tale proposito non si devono dimenticare due circostanze molto importanti e soprattutto determinanti:

1) si trattava unicamente di un dispositivo ricevente;

2) la ricezione riguardava scariche atmosferiche naturali (temporali) e non segnali telegrafici artificiali.

In seguito, nel gennaio 1896, Popov illustrò, sempre presso la St. Petersburg Phisical Society, l'impiego del suo ricevitore a « coherer », in un osservatorio meteorologico, come rivelatore e registratore di scariche elettriche atmosferiche distanti sino a 40 miglia, esprimendo l'opinione che si sarebbero potuti ricevere anche segnali telegrafici generati ad una certa distanza, semprechè fosse stata disponibile una sorgente di oscillazioni di sufficiente potenza.

In una riunione successiva (marzo 1896), Popov dimostrò, ancora presso la Società di Fisica di Pietroburgo, la trasmissione di segnali mediante onde hertziane, fra punti distanti un centinaio di metri nell'interno del recinto universitario.

Vennero anche trasmesse e ricevute in Morse le parole « Heinrich Hertz ».

E fu questa la prima dimostrazione pratica di trasmissione di segnali telegrafici a breve distanza effettuata da Popov: non si dimentichi *marzo 1896*.

Ritornando ora alle ricerche di Guglielmo Marconi, è ormai accertato da numerose testimonianze che egli nell'autunno 1894 si dedicò ad una serie di esperienze impiegando un dispositivo ricevente a « coherer » molto simile a quello di Popov (che ignorava totalmente) ma col precipuo scopo di ricevere onde elettromagnetiche generate da un oscillatore comandato da un tasto telegrafico, e quindi col determinato proposito di realizzare un collegamento telegrafico a distanza senza fili.

Proseguendo instancabile nelle sue esperienze, Marconi riuscì nel giro di pochi mesi a realizzare gradatamente dei miglioramenti negli apparecchi, accrescendo via via le distanze di trasmissione.

Dopo questi primi favorevoli risultati, Marconi, mirando sempre allo scopo di accrescere la portata del suo apparecchio, costruì un oscillatore a sfere del tipo ideato dal Righi, accrescendone la capacità elettrica col collegare le due sfere estreme a due lastre metalliche.

Così facendo, si accorse che sollevando una delle lastre all'altezza di qualche metro dal suolo, mentre l'altra era posata a terra, la portata della trasmissione aumentava sensibilmente.

Proseguendo nelle prove, Marconi giunse a collegare una delle estremità dell'oscillatore, mediante un lungo conduttore verticale, ad una specie di cilindro metallico collocato in cima ad un palo e l'altra estremità ad una piastra metallica a contatto con la terra.

Con la realizzazione di questa idea, non casuale ma frutto di ponderate deduzioni, derivanti dalla chiara conoscenza dei fenomeni, Marconi veniva a realizzare un efficiente radiatore di onde elettromagnetiche, atto a farle propagare nello spazio a distanza ben maggiore del semplice oscillatore, e tale dispositivo fondamentale, divenuto poi un semplice conduttore verticale, venne chiamato « antenna », ed in seguito per maggiore precisazione elettrica « antenna marconiana ».

Guglielmo Marconi alla stazione ricevente di Signal Hill (Terranova) nel dicembre 1901 per il primo radiocollegamento transatlantico.

La stazione radiotelegrafica di Poldhu dalla quale venne effettuato il primo radio collegamento transatlantico il 2 dicembre 1901.

Analoga sistemazione egli adottò per la stazione ricevente dove l'antenna aveva lo scopo inverso e cioè quello di raccogliere nella maggior misura possibile le onde elettromagnetiche irradiate dall'antenna trasmittente, in modo da poter influenzare più facilmente l'apparecchio rivelatore.

Nell'estate 1895, Marconi eseguì quell'esperimento celebre e ricordato correntemente nella storia della radiotelegrafia, ricevendo dei segnali telegrafici (la lettera S in Morse) con un'apparecchio situato oltre una collinetta e quindi non in visuale diretta dell'apparecchio trasmittente distante circa 2 chilometri. Tutto ciò è ricordato in una epigrafe marmorea apposta sulla facciata della Villa Grifone (nei pressi di Bologna (ora Sasso Marconi), ove Marconi eseguiva i suoi esperimenti.

Il rivelatore di cui si servì Marconi era quello già studiato e sperimentato dal Branly, ma da lui modificato e reso più sensibile dopo lunghi tentativi.

È da porre in evidenza che Marconi ha, in seguito, lealmente riconosciuto questo contributo di Branly, indirizzandogli nel marzo 1898, uno dei primi messaggi radiotelegrafici attraverso il Canale della Manica del seguente tenore. « Marconi invia al Signor Branly i suoi rispettosi complimenti attraverso la Manica, considerando tale splendido risultato dovuto in parte alle importanti ricerche del Signor Branly ».

Dal canto suo il Prof. Branly con uguale spirito di lealtà dichiarava, in una sua memoria presentata nel dicembre 1896 alla « Société française de Physique: « Per quanto l'esperimento che io ho sempre presentato come il principale di quelli fatti nel corso dei miei studi sui radioconduttori, corrisponda al concetto della telegrafia senza fili, non pretendo di aver fatto tale scoperta, perchè non ho mai pensato di trasmettere dei segnali ». Ed ancora nel l'agosto 1905, in un articolo sulle « Meraviglie della radiotelegrafia » pubblicato nella Rivista francese « Je sais tout » il Prof. Branly mise in piena evidenza il contributo e la genialità di Marconi: « Un jeune savant M. Marconi eut le mérite de trouver tout aussitôt d'ingénieux dispositifs pour recueillir les ondes, et cela, malgré les dontes et les dénégations auxquelles se heurtait son audacieuse conception. La télégraphie sans fil était crée. »

Dissipata così ogni possibile controversia di priorità fra Marconi e Branly, ritorniamo a Popov.

Si è visto che la pretesa data del 7 maggio 1895 (commemorata dall'URSS) si riferisce ad una dimostrazione di Popov del funzionamento di un dispositivo ricevente munito di « coherer » (già reso noto dal Calzecchi-Onesti, Branly e Lodge).

Successivamente in un articolo pubblicato nel gennaio 1896 nel « Journal of the Russian Phisical-Chemical Society » dal titolo: « Dispositivo per la rivelazione e la registrazione di oscillazioni elettriche » Popov descriveva il suo ricevitore a « coherer », dandone lo schema elettrico. E solo nel 1897 si hanno notizie di esperimenti di trasmissioni radiotelegrafiche effettuate dall'Ammiragliato russo sotto la guida di Popov, su una distanza di 5 km.

Marconi dopo gli esperimenti di villa Grifone, non avendo trovato modo di interessare il Governo italiano alla sua invenzione, si recò coi suoi apparecchi in Inghilterra nel febbraio 1896 ove dopo averla presentata, con l'aiuto dei parenti di sua madre, a Sir William Preece, ingegnere capo delle Poste inglesi, che comprese subito l'importanza della cosa, ne chiese il 2 giugno 1896 il brevetto. Tale brevetto storico, che può considerarsi l'atto di nascita ufficiale della radiotelegrafia, venne poi concesso regolarmente, dopo le rituali ricerche nel caso di eventuali priorità, il 7 luglio 1897 col n. 12039.

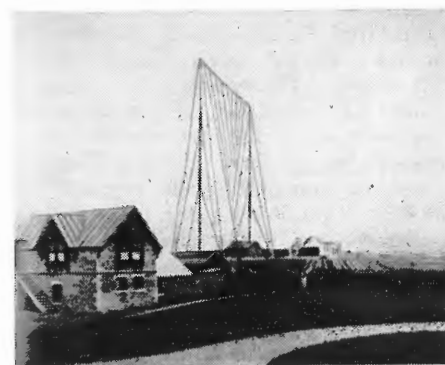
Si dice che Marconi in questa evenienza, abbia bruciato le tappe, giungendo primo per una corta incollatura nella corsa con Popov. In realtà questa affermazione non è esatta, poichè Marconi e Popov (coi loro esperimenti) si ignoravano reciprocamente e quindi non si poteva assolutamente parlare di rivalità fra loro.

Le esperienze di Popov erano state sempre circondate da un grande riserbo (dato che si svolgevano nell'ambito dell'Ammiragliato della Marina russa). Anzi nel giugno del 1902 in occasione di una visita dei Reali d'Italia allo Zar Nicola II a Kronstadt con la nave Carlo Alberto della Marina italiana, su cui era imbarcato anche Marconi per effettuare esperimenti di collegamenti radiotelegrafici a grandi distanze, Marconi venne presentato ufficialmente a Popov dalle Autorità russe, come l'inventore della radio.

Da quanto precede risulta pertanto in modo incontestabile che la priorità dell'invenzione della radiotelegrafia (meglio però sarebbe dire: « applicazione delle onde elettromagnetiche alle comunicazioni telegrafiche ») appartiene a Guglielmo Marconi.

Il Prof. Popov ha indubbiamente svolto quasi contemporaneamente a Marconi, un lavoro molto simile ma principalmente orientato verso la *ricezione di perturbazioni elettriche* generate da fenomeni naturali, mentre Marconi ha esclusivamente orientato le sue ricerche verso la *trasmissione di segnali telegrafici*.

Tutti e tre i protagonisti di questa meravigliosa conquista del genio umano sono oggi scomparsi: Branly nel 1940, Popov nel 1905, Marconi nel 1937.

Ma l'umanità tutta li ricorda sempre con reverente ammirazione e gratitudine. A

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

M. F. Stanley

Presentazione oscillografica a divisione di tempo

Per ottenere la rappresentazione di due canali Y, in molti oscilloscopi a larga banda si utilizza il sistema a divisione di tempo. Questo articolo illustra i principi fondamentali del sistema e tratta dei problemi connessi con l'impiego di segnali trigger miscelati internamente, con particolare riferimento ai casi in cui è necessario stabilire la vera relazione di fase tra due forme d'onda.

Le tecniche più diffuse per la presentazione di due o più canali *Y*, con una base dei tempi comune, sono due e la più ovvia consiste nell'impiego di tubi a raggi catodici con cannone multiplo od a fascio multiplo. Questo tipo di strumento non richiede particolari accorgimenti nel criterio di presentazione oltre a quelli normalmente richiesti per gli oscilloscopi a canale singolo. Inoltre, ammesso che la sensibilità delle placchette *X* sui due fasci sia equalizzata, tra le immagini esiste una reale relazione di tempo: l'operatore deve semplicemente scegliere il canale che contiene l'informazione con la quale desidera controllare lo spazzolamento. Gli strumenti che dispongono di fasci con suddivisione differiscono da quelli con cannoni separati solo per il fatto che non richiedono equalizzazione sulla velocità del fascio. In sostanza, gli oscilloscopi che utilizzano tubi con cannoni multipli aventi complessi di deflessione *X* e *Y* separati per ciascun cannone, sono di fatto oscilloscopi separati che forniscono immagini, senza correlazione, su uno schermo comune.

Tuttavia, negli oscilloscopi a larga banda, il costo dell'amplificatore e della linea di ritardo costituisce una frazione significativa del costo totale. Vi è quindi una tendenza diffusa a realizzare la rappresentazione *Y* multipla distribuendo nel tempo l'uso della parte principale dell'amplificatore verticale e del complesso di deflessione tra due o più ingressi di segnale. Il sistema di commutazione normalmente usato è binario ed è quindi possibile, negli strumenti che dispongono della divisione di tempo, avere a disposizione 2, 4, 8, ecc. canali, in relazione alla loro complessità.

Sebbene questo tipo di strumento sia di facile impiego, come la versione a cannoni multipli, non vi è dubbio che i tecnici poco pratici del sistema possono ricavare delle immagini non corrette e si spera che le considerazioni che seguono insegnino ad evitare i più comuni errori di applicazione del trigger. Per mettere in evidenza la maggiore complessità della presentazione a divisione di tempo non è necessario considerare sistemi comprendenti più di due canali dato che il principio di funzionamento è lo stesso. Infatti, i sistemi più elaborati non sono altro che un'estensione di quello a due canali e sono attuati con successive commutazioni. Si deve tenere ben presente, però, che le informazioni contenute in una immagine di un determinato canale vanno perse mentre avviene la presentazione di altri canali: con l'aumentare del numero dei canali aumenta anche la quantità di informazioni perdute.

In quasi tutti gli oscilloscopi di prestazioni elevate, per ottenere la doppia immagine con divisione di tempo viene commutato l'amplificatore: nella Fig. 1 è illustrato lo schema a blocchi del sistema a doppia traccia usato nel TF 2201 Marconi Instruments. La commutazione dell'amplificatore potrebbe essere effettuata immediatamente dopo l'inseguitore catodico d'ingresso, ma è preferibile commutare un segnale bilanciato in modo da ridurre al minimo la distorsione dovuta alla sovrapposizione dei transistori di commutazione.

1. - FUNZIONAMENTO A CANALE SINGOLO

Il funzionamento continuo del solo canale 1 o del solo canale 2 è ottenuto polarizzando il commutatore tramite un controllo comandato dal pannello frontale. Il funzionamento a due canali è ottenuto selezionando alternativamente gli stadi d'ingresso ad una velocità tale da consentire, per la persistenza dell'immagine sullo schermo, la visione simultanea e quindi il confronto delle due forme d'onda presentate.

2. - FUNZIONAMENTO ALTERNATO

A velocità di spazzolamento superiori a 1 ms/cm, il funzionamento a due canali è reso possibile con comando di trigger « alternato ». Ciò si realizza ricavando dalla base dei tempi un impulso, opportunamente sagomato, che coincide con la fine di ciascuno spazzolamento. Questo impulso è applicato ad un circuito di commutazione del fascio elettronico che attiva alternativamente i due canali di amplificazione Y, in corrispondenza ai consecutivi spazzolamenti. Dato che tutte le commutazioni avvengono durante il ritorno di traccia, il disturbo dovuto ai transistori ha tempo di attenuarsi prima dell'inizio di ciascuno spazzolamento.

Quando il comando di trigger avviene in modo alternato, si deve fare molta attenzione di selezionare, come sorgente di trigger, un solo canale. È facile che nell'oscilloscopio usato non sia stata prevista questa possibilità e che il segnale trigger interno sia ricavato dall'amplificatore *Y* comune, in modo che il circuito trigger riceve alternativamente la forma d'onda da ciascuno dei canali. Questo sistema è denominato comunemente « a trigger miscelati ». La fig. 2 mostra come si forma un'immagine con il modo alternato quando si esaminano due forme d'onda con relazione di tempo fisso; in questa rappresentazione la base dei tempi riceve i trigger miscelati.

Dato che il livello d'intervento del trigger è lo stesso per entrambe le forme d'onda, le due immagini compaiono

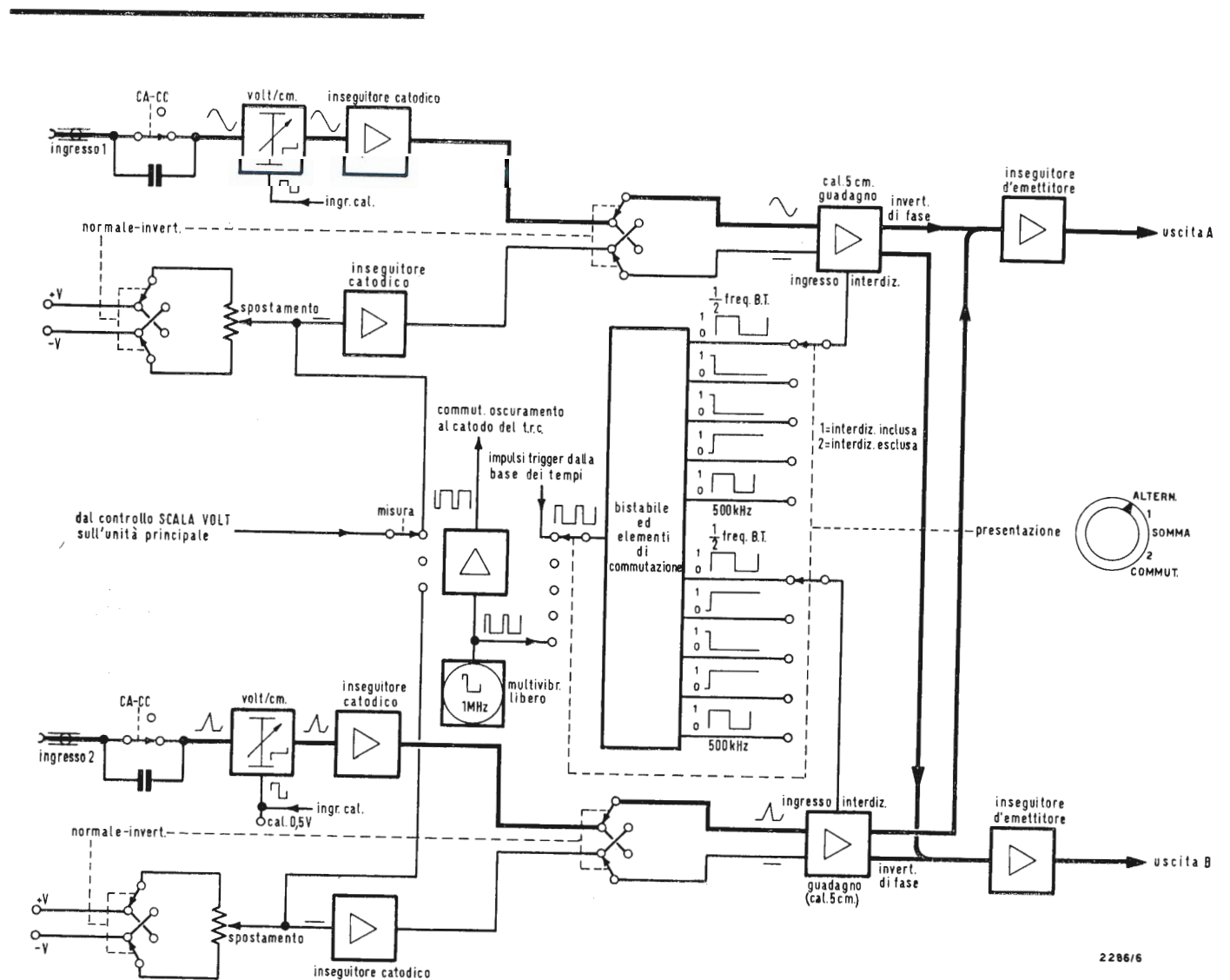



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'unità a doppia traccia usata nell'oscilloscopio a stato solido Marconi Instruments TF 2201.

con lo stesso livello di tensione al tempo zero, ciò che induce a pensare ad una relazione di fase che di fatto non esiste. Questo tipo di comando del trigger può trarre ancor più in inganno quando tra i due canali non esiste una relazione fissa di tempo, in quanto il funzionamento stesso sembra che ne stabilisca una.

Da quanto sopra è evidente che il comando con i trigger miscelati deve essere usato con una certa attenzione e sapendo ciò che succede in realtà alle forme d'onda. Comunque, può essere sempre stabilita una relazione vera ricavando esternamente il trigger da un determinato canale e applicandolo tramite l'ingresso per trigger esterno. Per risolvere i problemi relativi al comando con trigger miscelati, gli strumenti più recenti dispongono internamente dei mezzi di commutazione per selezionare un determinato canale.

Fino a questo punto abbiamo ammesso che si possono ottenere tracce alternate stabili usando il comando con trigger miscelati. Tuttavia, non è sempre così e la fig. 3 illustra una condizione in cui l'agganciamento non è possibile.

La forma d'onda composita proveniente dall'amplificatore comune è formata da due tensioni c.a., separate da una tensione c.c. che è in relazione alla tensione di spostamento dell'amplificatore Y. Se i controlli sono posizionati per l'accoppiamento al circuito trigger in c.c. e se la tensione trigger selezionata è come rappresentato nella figura, il sistema diviene monostabile. Una volta che è avvenuta la commutazione di canale, non è più presente alcuna informazione ad un livello corretto per far scattare la base dei tempi.

In queste condizioni, tentando di comandare il trigger dell'oscilloscopio, l'operatore può avere l'impressione errata che il circuito trigger sia in avaria. Questa impressione può diventare ancora più convincente se si agisce sui controlli di spostamento Y, facendo sovrapporre le due tracce. In questa condizione è sempre presente un segnale per innescare la base dei tempi e allora sembra che lo strumento funzioni correttamente; resta però sempre in dubbio la relazione di fase tra le due forme d'onda.

Accoppiando la forma d'onda in c.a. al circuito trigger, come illustrato nella fig. 4, si ha un risultato soddisfacente alle velocità di spazzolamento più basse; a velocità più alte, però, si forma una traccia di luminosità attenuata a causa del maggior tempo di commutazione tra i canali. Il lasso di tempo dipenderà, naturalmente, dalla costante di tempo dell'accoppiamento c.a. e, dato che questo deve essere compatibile con la possibilità di trigger a b.f. fino a 40 Hz, sarà necessario normalmente un certo numero di millisecondi per ristabilire il livello.

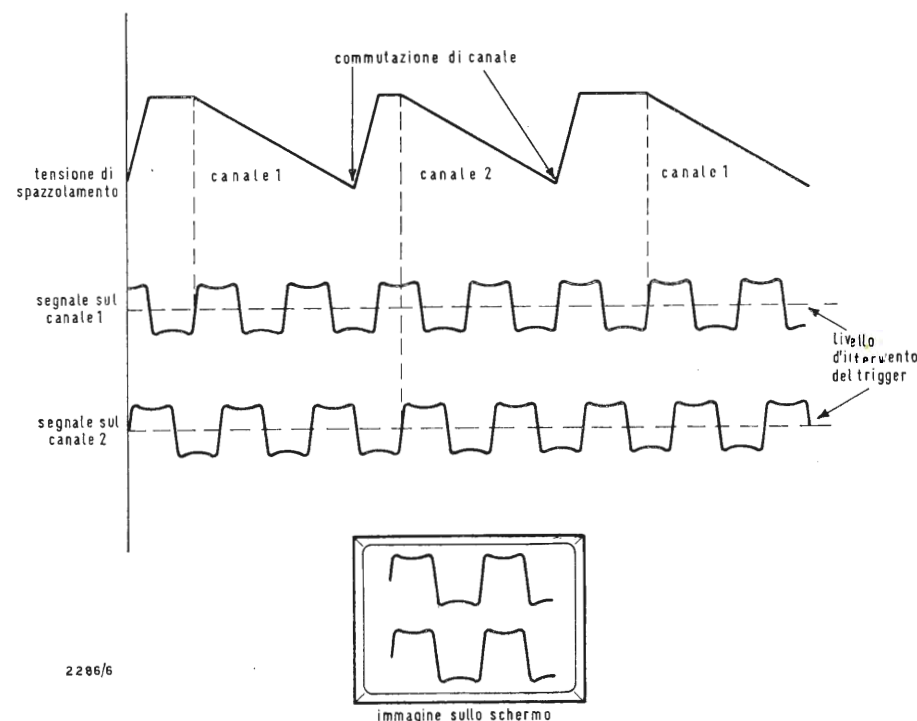



Fig. 2 - Due segnali con relazione di tempo fissa, ma di fase diversa, appaiono sullo schermo del t.r.c. con relazione di fase errata usando i trigger miscelati.

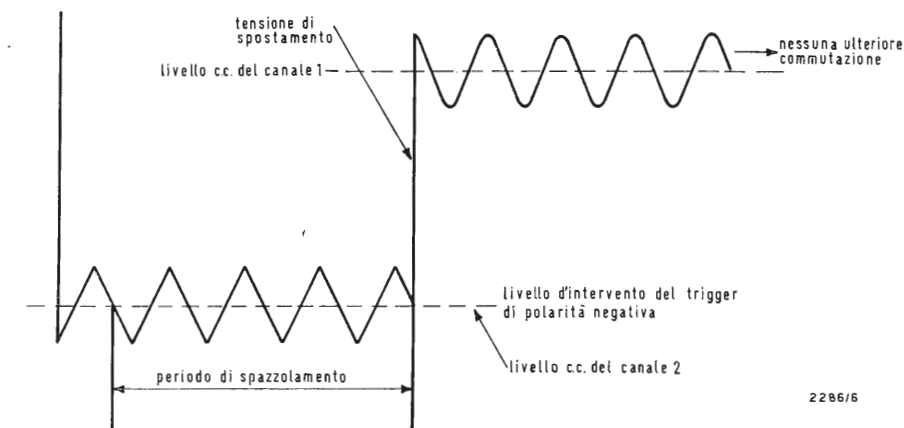



Fig. 3 - Dimostrazione di come avviene l'agganciamento al canale con il modo alternato.

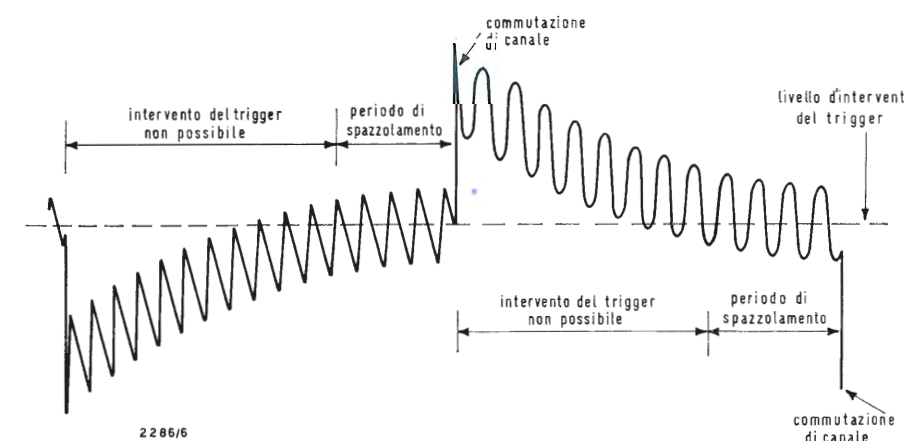



Fig. 4 - Dimostrazione di come avviene l'innesco del trigger a condizione che i trigger miscelati siano accoppiati in c.a.

3. - FUNZIONAMENTO CON INTERRUZIONE (CHOP MODE)

Con velocità di spazzolamento inferiori a 1 ms/cm, il modo alternato non è più adatto e si usa invece il modo con interruzione (chop mode). In questo tipo di funzionamento le immagini vengono prodotte con una rapida successione di campioni discreti del segnale per ciascun canale d'ingresso. Se per ogni scansione viene prelevato un numero sufficiente di campioni, l'immagine non sarà diversa da quella che si ottiene con un sistema a doppio cannone elettronico e doppio amplificatore.

È evidente che il funzionamento con interruzione è preferibile a quello alternato perchè praticamente consente una rappresentazione di tempo reale e rivela fedelmente i fenomeni transitori, con le limitazioni imposte dalla costruzione per punti dell'immagine. È pure evidente che più alta è la velocità di commutazione e maggiore è l'utilità del modo di funzionamento, in quanto si possono usare portate di spazzolamento più alte prima che la struttura a punti dell'immagine risulti troppo evidente.

Il limite superiore della velocità di commutazione è imposto dal tempo di ripristino dell'amplificatore all'azione di commutazione che normalmente è dell'ordine di 2 μs. L'effetto dei transitori di commutazione è quello di produrre una traccia più spessa; i transitori sono eliminati di solito mediante impulsi di oscuramento correttamente in fase. Alcuni costruttori d'oscilloscopi agganciano l'oscillatore di commutazione alla base dei tempi, in modo che la densità di campionatura rimanga costante passando dalla scansione ripetuta a quella singola. Tuttavia, è più utile lasciare libero l'oscillatore, in modo che il funzionamento con interruzione possa essere usato con velocità di spazzolamento più alte; solo raramente si possono avere effetti visibili di battimento tra il segnale e la frequenza di campionatura.

La fig. 5 è una fotografia a doppia esposizione di una immagine a doppia traccia osservata sul nuovo oscilloscopio « a stato solido » della Marconi Instruments. Essa fornisce un confronto tra il funzionamento alternato e quello a interruzione e dimostra come sia chiara la forma d'onda ottenuta nel modo

con interruzione oscurando i transitori di commutazione.

Sebbene sia possibile ottenere una relazione di fase vera usando il modo con interruzione, l'impiego dei trigger miscelati internamente può dare dei pessimi risultati poichè i circuiti del trigger si aggancerebbero sulla forma d'onda commutata anzichè sul segnale. La differenza sostanziale tra il comando trigger nel funzionamento con interruzione e quello nel funzionamento alternato è che se si ottiene l'agganciamento con il primo dei due modi, la relazione di tempo tra le due tracce è sicuramente corretta e non si corre il rischio di false interpretazioni.

Consideriamo la forma d'onda di un amplificatore *Y* comune, come quella illustrata nella fig. 6 ove con il « chop mode » sono presentate due forme d'onda senza alcuna relazione. Applicando questa forma d'onda al circuito trigger e regolando il relativo controllo di livello, prevarranno le seguenti condizioni.

Se il livello del trigger viene posizionato tra i due segnali che modulano la forma d'onda di commutazione, i segnali non rimarranno fissi e la base dei tempi si aggancerà alla forma d'onda di commutazione. Se il livello del trigger viene spostato in modo che uno dei due segnali risulti al livello corretto per innescare la base dei tempi, questo segnale diverrà fisso. Dato che la forma d'onda di commutazione non risulta più agganciata nè al segnale nè alla base dei tempi, l'immagine apparirà tremolante e l'ampiezza di questa fluttuazione dipenderà dalla larghezza dell'impulso di commutazione che normalmente è dell'ordine di 1 μsec. Ciò significa, naturalmente, che alle velocità di spazzolamento più basse la fluttuazione è trascurabile e agli effetti pratici l'immagine appare agganciata. Oltre a ciò, la relazione di fase tra i due segnali è perfettamente conservata.

A parte il fattore costo menzionato in precedenza, un ulteriore vantaggio del sistema a divisione di tempo per la presentazione di due canali è l'elevato grado di isolamento tra un canale e l'altro. I valori tipici di interferenza sono migliori di 40 dB a 30 MHz e dai 60 ai 70 dB a frequenze più basse. Per raggiungere valori d'isolamento così elevati il progettista del circuito deve fare ricorso a circuiti a porta rapidi che utilizzino diodi od amplificatori di commutazione o, come nel TF 2201, una combinazione di entrambi. Così, presentando un'onda sinusoidale a 30 MHz con una altezza di 6 cm su un canale, sull'altro canale si avrà un residuo di segnale di soli 0,6 mm.

4. - PRESENTAZIONI PIU' COMPLESSE

Gli strumenti più elaborati comprendono normalmente due basi dei tempi, di cui una è usata per ritardare l'altra in modo da avere la possibilità di trigger ritardato. Non c'è da stupirsi quindi se in alcuni degli oscilloscopi di costruzione più recente il concetto di divisione di tempo sia stato esteso ulteriormente sincronizzando l'azione di divisione su *X* e *Y*, in modo da disporre una base dei tempi su un canale *Y* e una sull'altro. Questa disposizione corrisponde quasi ad avere due oscilloscopi in uno. Sfortunatamente non vi può essere, in genere, una relazione di tempo reale tra le immagini; inoltre, il maggior svantaggio che non può essere evitato con questo sistema è lo sfavorevole ciclo utile imposto sullo spazzolamento più veloce da quello più lento presente sull'altro canale. Tuttavia, la maggiore flessibilità che questo modo di funzionamento conferisce agli strumenti più costosi condurrà probabilmente alla sua introduzione in un maggior numero di oscilloscopi.

I progressi che si riscontrano attualmente nella progettazione degli oscilloscopi fanno pensare che il limite superiore di frequenza degli strumenti a larga banda si estenderà ulteriormente in un prossimo futuro. Ciò tenderà a mantenere la richiesta di oscilloscopi a doppia traccia basati sul principio della divisione di tempo. Quindi, il tecnico o lo studioso, quando esaminano i fenomeni elettrici, devono prestare molta attenzione al metodo usato per ottenere presentazioni stabili, se desiderano evitare di ricavare informazioni errate. *A*

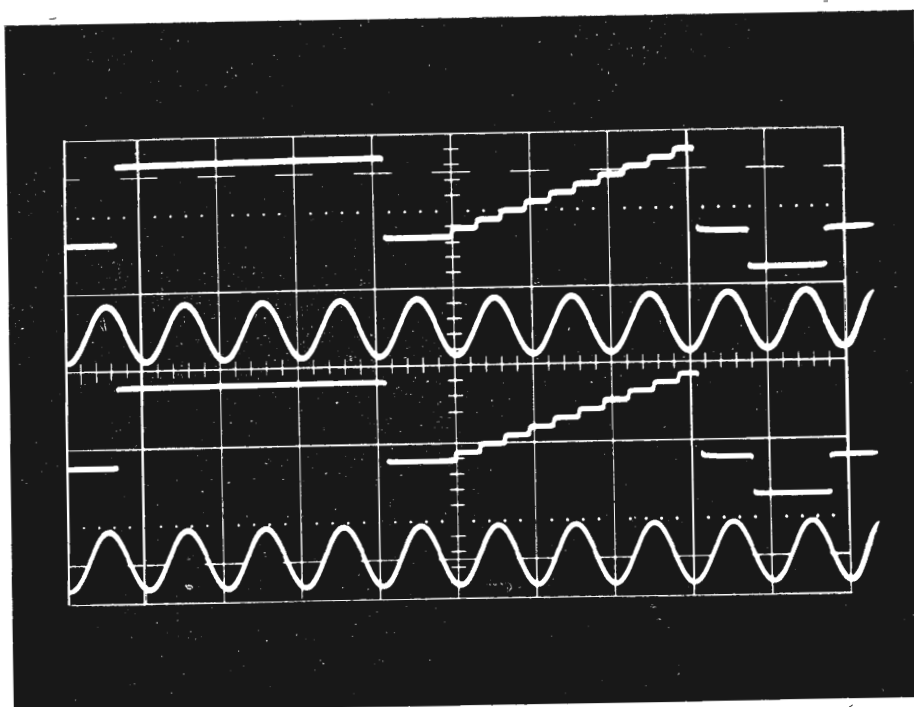



Fig. 5 - Una doppia esposizione, usando il TF 2201, che mostra due immagini della stessa forma d'onda con funzionamento a interruzione (immagine in alto) e alternato (immagine in basso). Nel funzionamento a interruzione i transitori sono efficacemente oscurati.

Fig. 6 - Una tipica forma d'onda composita ricavata dall'amplificatore *Y* comune, con funzionamento a interruzione.

15 invertitori forniti dalla IGE alla National Rayon Co.

La Divisione Esportazioni IGE ha annunciato oggi di aver ricevuto l'ordinativo più importante per la fornitura di invertitori allo stato solido finora piazzato da una fabbrica di rayon. La IGE fornirà infatti alla National Rayon Corporation, Ltd., di Bombay (India) 15 invertitori per una capacità totale di oltre 5.500 kVA.

L'ordine comprende cinque sistemi identici, che impiegano tutti raddrizzatori controllati al silicio per trasformare l'energia a corrente alternata in arrivo in una potenza d'uscita la cui frequenza potrà essere regolata con precisione. L'impianto sarà inoltre fornito di dispositivi che permetteranno di mantenere il sistema in esercizio durante un momentaneo disservizio della fornitura di energia.

H.H. Rothwell, direttore delle vendite industriali generali presso la Divisione Esportazioni IGE, ha affermato che gli invertitori con raddrizzatore controllato al silicio sostituiranno gli attuali gruppi convertitori (gruppi motore-dinamo) ed azioneranno quasi 12.500 motori nei macchinari del rayon.

Rothwell ha aggiunto che questo sarà il primo complesso di invertitori della IGE per la produzione di fibre sintetiche installato in Asia, e che esso segue l'installazione di unità analoghe nel Regno Unito ed in Europa occidentale. Egli ha aggiunto anche che gli invertitori della IGE, che sono stati preferiti alle unità di fabbricazione europea e giapponese e ad altre unità fabbricate in America, ridurranno — secondo le previsioni — i costi dell'energia e della manutenzione, forniranno un maggior rendimento e permetteranno alla fabbricazione indiana di ottenere un prodotto di qualità migliore.

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Longhi

Nuovi preamplificatori e amplificatori AF a transistori*

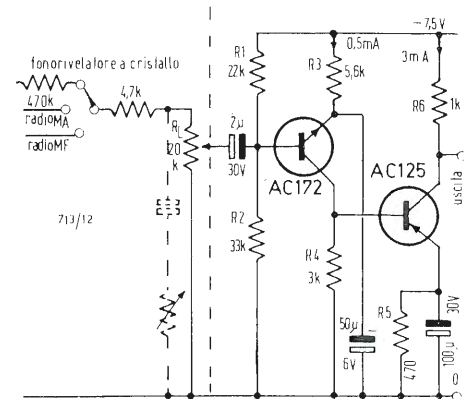



Fig. 1 - Preamplificatore per segnali di alto livello, generati da diodi rivelatori di radioricevitori.

1. - PREAMPLIFICATORI

I requisiti indispensabili che un preamplificatore AF deve possedere, sono i seguenti:

1°) adattamento di impedenza e di tensione al generatore, che fornisce il segnale da amplificare;

2°) guadagno sufficiente a ottenere all'uscita l'ampiezza prevista per l'alimentazione dell'amplificatore, che dovrà seguire il preamplificatore;

3°) curva di risposta corrispondente a quella del generatore, in modo che all'uscita il segnale sia conforme ad una riproduzione lineare, cioè non richieda alcuna correzione;

4°) una certa riserva di guadagno;

5°) dispositivi manuali di regolazione dei bassi e degli acuti, che permettano all'utente di effettuare correzioni di toni, se lo desidera.

Una caratteristica raramente menzionata nello studio di circuiti di bassa frequenza, è il soffio.

Si tratta, s'intende, soprattutto del soffio prodotto all'ingresso del preamplificatore, dove l'ampiezza del segnale è minima.

È evidente che se il circuito d'ingresso produce un certo soffio, questo si aggiunge al segnale utile e l'insieme segnale + soffio viene amplificato dalla successione degli stadi preamplificatori e amplificatori del complesso AF considerato.

Il soffio prodotto all'entrata del secondo stadio, se è dello stesso ordine di quello generato all'ingresso del primo stadio, è meno dannoso, poiché all'entrata del secondo stadio il segnale è già amplificato dal primo stadio. Generalmente dunque, il soffio del secondo stadio diviene A volte trascurabile rispetto al segnale (A = guadagno del primo stadio).

Riguardo al soffio, bisogna considerare:

a) il valore assoluto del segnale di soffio;

b) il valore assoluto del segnale utile;

c) il rapporto segnale/soffio.

È chiaro che il rapporto segnale/soffio dipende dai valori assoluti del segnale e del soffio e che questo rapporto è più grande, ciò è che necessario, se l'ampiezza del segnale è grande e se quella del soffio è piccola; ciò dimostra che il soffio che si sentirà nell'altoparlante sarà maggiore se il segnale di entrata è piccolo, come è il caso per es., per quello fornito da un microfono o da un fonorivelatore a riluttanza variabile, o magnetodinamico. Invece un fonorivelatore piezoelettrico, o ceramico, l'uscita del rivelatore di un ricevitore MA o MF, forniscono un segnale di notevole ampiezza, cioè grande rispetto a quello di soffio.

Poiché i preamplificatori usati nelle installazioni AF di qualità sono generalmente « universali », cioè destinati ad amplificare i segnali delle varie sorgenti comuni: fonorivelatori, microfoni, uscite di rivelatori radio, testine di magnetofoni ecc., bisogna tener conto, riguardo al soffio di entrata, dei segnali utili più deboli menzionati sopra. Se il rapporto segnale/soffio è abbastanza grande per il generatore più debole, sarà a fortiori sufficiente per le sorgenti, che danno un segnale intenso.

2. - IL RAPPORTO SEGNALE-SOFFIO COI TRANSISTORI

In primo luogo conviene conoscere in quali condizioni il soffio diviene minimo. Uno studio di questo problema (v. Bibliografia 1) indica che il minimo ricercato si ottiene per un certo punto di lavoro del transistore scelto per lo stadio preamplificatore di entrata. Il punto di lavoro può in pratica essere espresso dalla corrente di emettitore i_E. Un altro parametro da considerare è la resistenza del generatore, cioè della sorgente, che chiameremo R_g. Se si fissa un valore opportuno del rapporto segnale/soffio, per es. un rapporto espresso da 60 dB, si trova col calcolo il valore della tensione utile e_g da applicare all'entrata, dalla quale si deduce quella della potenza corrispondente P_g.

Per un dato transistore e montato con un punto di funzionamento convenientemente scelto, il calcolo fornisce la tensione e_g minima ammissibile. Può tuttavia accadere che il punto di lavoro permettente di ottenere il miglior rapporto segnale/soffio non corrisponda al guadagno massimo del transistore. Esso può pure corrispondere a un guadagno troppo basso e, in queste condizioni, il segnale amplificato rimanendo piccolo, il problema del soffio si pone anche per il secondo stadio.

Conviene perciò trovare un compromesso, che ammetta sul primo stadio un rapporto favorevole e un guadagno sufficiente.

Daremo qui appresso alcuni esempi di circuiti pratici di preamplificatori, studiati per ottenere la riduzione del soffio, ossia l'aumento del rapporto segnale/soffio. Il transistore adottato all'entrata è il tipo AC172 fabbricato da « La Radiotechnique », che ha studiato tutti i circuiti che si descriveranno in questo articolo.

Per ottenere le migliori prestazioni dai punti di vista sopra esposti, si è studiato un preamplificatore speciale per ogni sorgente.

3. - PREAMPLIFICATORI PER SEGNALI FORTI

Due tipi di generatori forniscono segnali di notevole tensione: i fonorivelatori e i microfoni a cristallo, le uscite dei rivelatori dei radioricevitori o dei ricevitori del suono di TV.

Consideriamo dapprima il caso delle uscite dei rivelatori a diodo. La resistenza dei rivelatori sia MA, sia MF, considerata come generatore è di qualche kΩ. Lo studio effettuato dal punto di vista del soffio e dell'adattamento del generatore all'entrata del preamplificatore, porta ad applicare all'entrata un riduttore di tensione a regolazione variabile. Praticamente questo riduttore esiste sui diodi rivelatori, ma non sui microfoni e fonorivelatori piezoelettrici, in generale.

Nello schema di fig. 1 è stato introdotto un potenziometro regolabile nel preamplificatore, per modo che una resistenza fissa riduce inizialmente la tensione fornita da una delle tre sorgenti, che possono essere selezionate col commutatore a tre posizioni: fonorivelatore a cristallo, rivelatore MA, rivelatore. MF

Si è disegnato in tratteggio un circuito RC in serie destinato alla correzione del tono. Il segnale, dopo riduzione ad opera della resistenza 47 kΩ, viene dosato dal potenziometro R_L 20 kΩ e trasmesso dal cursore di questo potenziometro alla base del transistore AC127, attraverso una capacità di 2 μF/30 V. Il transistore AC127 è montato in circuito con emettitore comune. La pola-

* *Le Haut-Parleur*, aprile 1966, pag. 24

Fig. 2 - Preamplificatore per microfono a cristallo.

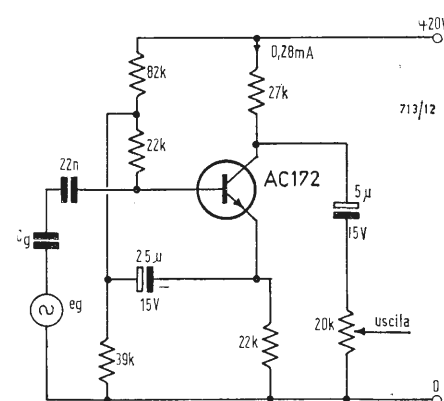



Fig. 3 - Preamplificatore per testina di riproduzione di magnetofono.

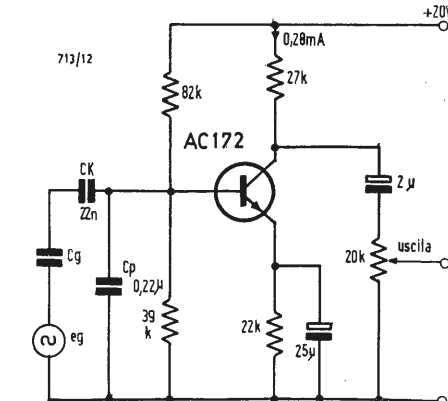



Fig. 4 - Preamplificatore per microfono dinamico.

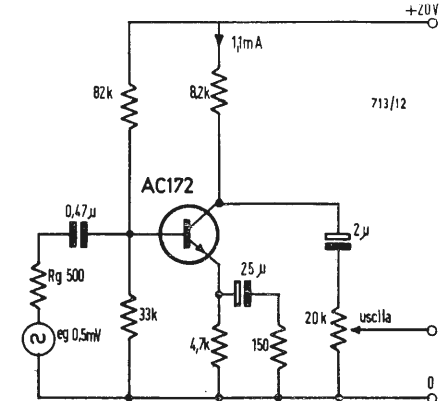



Fig. 5 - Preamplificatore per fonorivelatore magneto-dinamico.

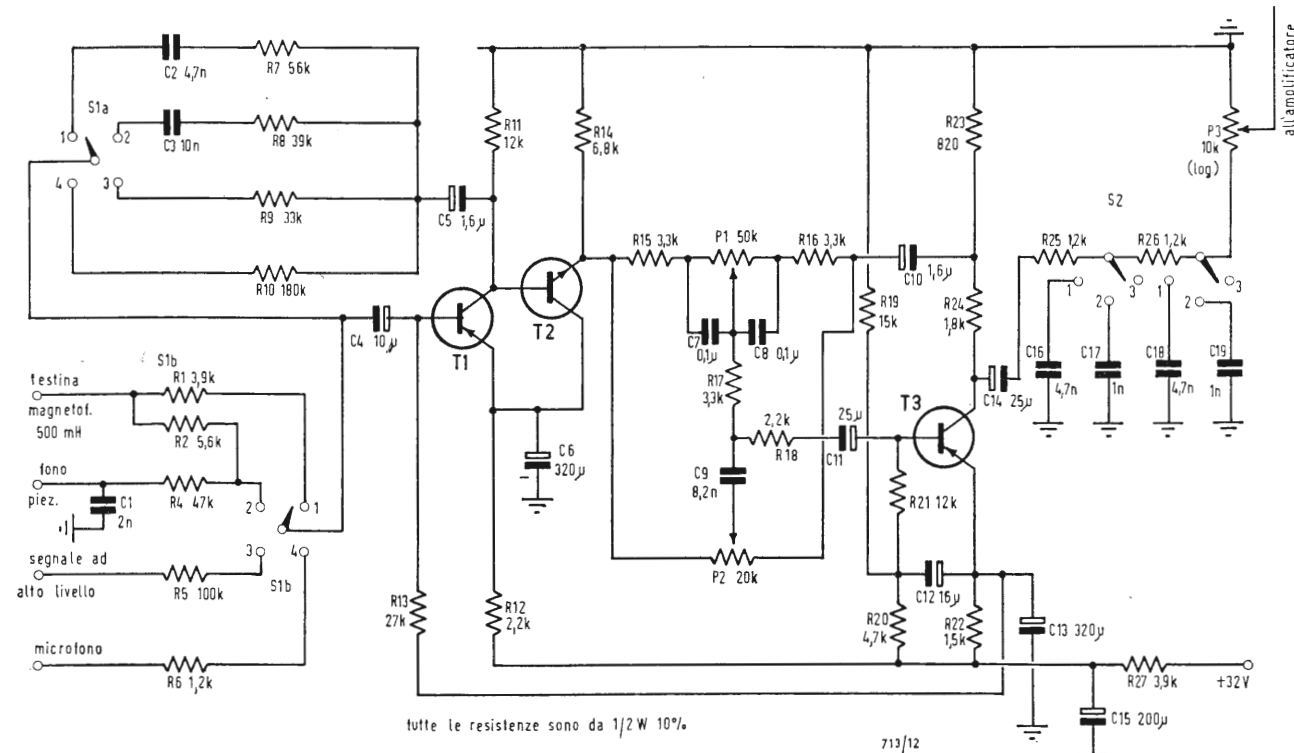



Fig. 6 - Preamplificatore per qualsiasi sorgente di programma.

rizzazione di base è assicurata da un divisore di tensione R_1, R_2 (22 kΩ, 33 kΩ); quella dell'emettitore da R_3, 5,6 kΩ disaccoppiata con 50 μF/6 V.

Il carico di collettore R_4, 3 kΩ, polarizza ad un tempo la base del transistore successivo AC125 montato anch'esso in circuito con emettitore comune. L'accoppiamento fra i due transistori è diretto. L'uscita del preamplificatore si preleva sul collettore del secondo transistore. Si alimenta il complesso a — 7,5 V. La linea positiva di alimentazione è designata con 0 (zero) e la linea negativa con — 7,5 V. La tensione — 7,5 V può essere ottenuta o direttamente, se questa è la tensione di alimentazione dell'insieme AF, oppure per riduzione di tensione, se l'alimentazione generale è a tensione più alta. Con questo schema, la tensione applicata alla base del primo transistore deve essere al minimo di 0,14 mV e al massimo di 0,6 mV.

In pratica, la regolazione di R_L deve permettere all'utente di ottenere la miglior riproduzione con distorsione minima e un minimo di soffio.

In linea di principio, i segnali di fonorivelatori piezoelettrici e quelli dei diodi radio o TV non devono essere corretti.

Le regolazioni dei bassi e degli acuti basteranno per eventuali correzioni dipendenti dalla qualità dei dischi o delle trasmissioni. Va da sè che i soffi parassiti creati dalle sorgenti stesse non vengono qui considerati. Essi possono essere attenuati solo dai dispositivi adatti ben noti:

1°) per i fonorivelatori: filtri passa basso;

2°) per la radio: precisione della regolazione della sintonia, antenne di alto guadagno, soffio ridotto sul primo stadio RF del ricevitore.

4. - PREAMPLIFICATORI PER MICROFONI A CRISTALLO

Il secondo esempio di circuito preamplificatore è quello di fig. 2 adatto ad un microfono a cristallo.

Sullo schema, il microfono è rappresentato dalla resistenza equivalente del generatore e dalla capacità C_g dell'ordine di 2000 ÷ 4000 pF. In pratica, il microfono viene connesso fra la linea zero volt e il condensatore 22 nF.

Lo stesso circuito non è adatto a fonorivelatori o a microfoni piezoelettrici, poiché le loro capacità sono di valori vicini, le tensioni fornite dai microfoni sono molto minori di quelle date dai fonorivelatori piezoelettrici. Il preamplificatore di fig. 2 è di grande impedenza d'entrata. Il circuito di emettitore, non disaccoppiato, provoca controreazione.

Si alimenta questo preamplificatore a 20 V. Si noti che l'AC127 è un N-P-N, mentre l'AC126 è un P-N-P, per modo che nello schema di fig. 2, la linea zero

Fig. 7 - Regolazione dei toni bassi e acuti (Baxandall) ed effetto del filtro delle alte frequenze, per il preamplificatore di fig. 6.

è la linea negativa e in quello di fig. 1 la linea zero è la linea positiva.

È evidente che queste designazioni sono equivalenti. In modo generale, la linea zero è la più adatta per l'eventuale massa, o terra, ed è a questa linea di massa che si riportano i condensatori di disaccoppiamento.

La resistenza di entrata (fig. 2) è dell'ordine di 500 kΩ.

Il circuito di fig. 3 è preferibile a quello precedente, perché l'adattamento fra il microfono e l'ingresso è migliore. Questo stesso schema è adatto ad una testina di riproduzione di un magnetofano, assumendo C_k = 1 μF o più, e sopprimendo C_p.

5. - PREAMPLIFICATORI PER MICROFONO DINAMICO

Passiamo al circuito di fig. 4 adatto ad un microfono dinamico rappresentato dal generatore, che dà 0,5 mV ed avente la resistenza interna R_g = 500 Ω. Si noti su questo schema, la controreazione selettiva applicata al circuito di emettitore. Infatti, la resistenza 4,7 kΩ senza disaccoppiamento, creerebbe una controreazione a tutte le frequenze. Essendo in parallelo a 25 μF-150 Ω, la controreazione diminuisce all'aumentare della frequenza, migliorando così il guadagno passo-passo coll'aumentare della frequenza del segnale da amplificare.

Si badi anche, dettaglio interessante da sapersi, che il condensatore 0,47 μF disposto all'entrata deve essere a carta, perché un condensatore a carta dà meno soffio di un condensatore elettrolitico. Espresso in decibel il rapporto segnale/soffio è di 61 ÷ 63 dB.

6. - PREAMPLIFICATORE PER FONORIVELATORE MAGNETODINAMICO

Il fonorivelatore AG3402 stereo dà su ciascun canale circa 2 mV a 1 kHz alla velocità di 1 cm/sec, mentre alla velocità massima di 10 cm/sec la tensione fornita è di 20 mV circa. Il fonorivelatore è rappresentato in fig. 5 dal generatore, che dà 20 mV, dalla sua resistenza di 800 Ω e dalla sua induttanza di 0,5 H.

Si può esigere un'alta qualità di riproduzione. Bisogna tener conto della curva di risposta impiegata nella registrazione dei dischi, che favorisce gli acuti a detrimento dei bassi. Il preamplificatore deve possedere una curva di risposta inversa, che, contrariamente a ciò che spesso si dice, corregge la curva del disco microsolco e non quella del fonorivelatore.

Il circuito di controreazione selettiva fra il collettore e la base dell'AC172 realizza la correzione. Esso si compone di una resistenza 82 kΩ in serie a un condensatore 3,9 nF. Questa rete RC permette ai segnali di frequenza inferiore a 500 Hz di essere amplificati in modo inversamente proporzionale alla frequenza, cioè di avere un aumento del guadagno quando la frequenza diminuisce. Per le frequenze superiori a 500 Hz il guadagno resta costante.

D'altra parte si nota la presenza della resistenza 8,2 kΩ disposta fra il fonorivelatore e il condensatore di entrata 2 μF. Essa ha l'effetto di aumentare il guadagno con la frequenza a partire da f = 3 kHz. Queste due correzioni compensano la curva dei dischi microsolco.

Il rapporto segnale/soffio è espresso da 76 ÷ 78 dB e la tensione di uscita è 150 mV circa.

7. - TESTINA DI MAGNETOFONO

Lo schema della fig. 3, modificato come indicato nel corso dell'analisi di questo circuito, è adatto ad una testina di riproduzione di magnetofono. Il rapporto segnale/soffio corrisponde a 60 dB. La tensione di entrata necessaria è di 0,34 mV circa.

8. - PREAMPLIFICATORE PER TUTTI I GENERATORI

I circuiti sopradescritti devono essere costruiti separatamente e disposti fra ciascuna sorgente e l'amplificatore comune dell'impianto. Quello che descriveremo ora, di eccellente qualità, può essere impiegato con tutte le sorgenti comuni di programmi, applicate all'entrata e messe in circuito per mezzo di un commutatore. La fig. 6 dà lo schema completo con tutti i valori degli elementi circuitali. Questo circuito è stato elaborato da « La Radiotechnique » (v. Bibliografia 2). Si usano i seguenti transistori: T_1 = AC107; T_2 = ASY28 oppure AC172; T_3 = ASY27, OC45 o OC44. I transistori T_1 e T_3 sono di tipo P-N-P, mentre il transistore T_2 è un N-P-N.

Questo amplificatore possiede tutti gli elementi necessari in pratica per assolvere la sua funzione, di correzione fissa e di correzione variabile. Eccone un rapido esame.

I generatori di programmi sono: microfono, entrata alto livello (radio, suono TV), fonorivelatore piezoelettrico, testina di magnetofono, corrispondenti alle posizioni 4, 3, 2, 1 rispettivamente, del commutatore. I generatori sono connessi fra i punti di entrata e la massa, che, in questo circuito, è la linea negativa di alimentazione di 32 V. Questa « alta » tensione non deve spaventare il lettore.

Il consumo di corrente è di circa 4,25 mA, dunque l'assorbimento di potenza è solo di 32 · 4,25 · 10^{-3} = 0,136 W. Non è più difficile montare alcune pile in serie, anziché in parallelo: ciò che conta è la loro durata.

D'altra parte si nota sullo schema la resistenza R_{27} = 3,9 kΩ riduttrice di tensione. La tensione realmente necessaria è quella ai capi di C_{15}. Essa è evidentemente $E_a = 32 - E_r$, E_r essendo

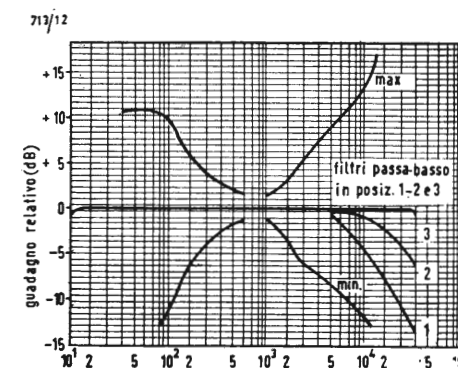
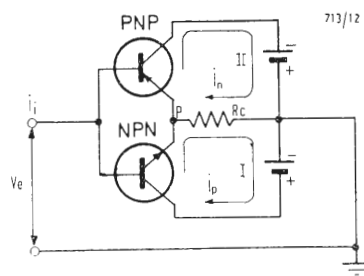



Fig. 8 - Schema di principio di amplificatore con transistori complementari.

Fig. 9 - Schema di amplificatore a transistori complementari con una sola batteria.

la caduta di tensione in R_{27}; si ha $E_r = 3900 \cdot 4{,}25 \cdot 10^{-3} = 16{,}57$ V. Ne risulta che $E_a = 32 - 16{,}57 = 15{,}43$ V praticamente 15 V, e se si esclude R_{27}, la potenza di alimentazione, sotto 15 V, risulta di 0,05 W circa, cioè assai piccola.

Si è prevista la tensione 32 V tenendo conto del fatto che l'alimentazione di un amplificatore, che può seguire questo preamplificatore, sia di 32 V, il che permetterebbe di alimentare il preamplificatore con l'alimentatore dell'amplificatore, tensione ottenuta d'altronde a partire dalla rete stradale.

Per un'alimentazione autonoma a pile, si monteranno pile, che diano 15 V ai capi di C_{15}, eliminando R_{27}.

a) *Circuito di entrata.*

Il commutatore di entrata è a 2 vie e 4 posizioni. La via in basso effettua la selezione della sorgente di programma e inserisce contemporaneamente resistenze di adattamento e di correzione associate a un condensatore C_1 nelle posizioni 1 e 2.

La via superiore commuta i circuiti di controreazione competenti a ciascun generatore. Si può facilmente constatare che la controreazione si esercita fra il collettore di T_1, attraverso C_5, e la base di questo stesso transistore, attraverso C_4.

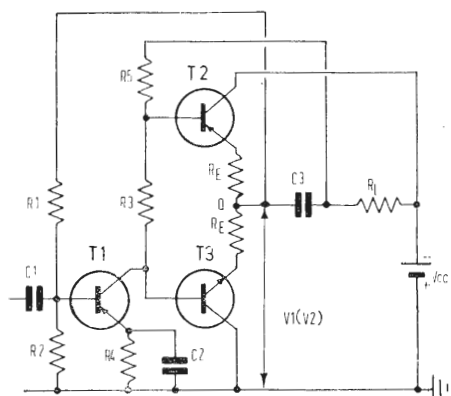
Il transistore T_1 è montato in circuito con emettitore in comune, mentre T_2 è montato in circuito con collettore in comune. L'accoppiamento del collettore di T_1 alla base di T_2 è diretto. D'altra parte, l'emettitore di T_1 è collegato direttamente al collettore « comune » di T_2; i due elettrodi sono disaccoppiati da $C_6 = 360$ μF e polarizzati da R_{12} collegata alla linea positiva 15 V, cioè quella facente capo a C_{15} e R_{27} (se quest'ultima esiste).

b) *Circuito di accoppiamento fra* T_2 e T_3.

In questa parte si trovano le regolazioni variabili dei toni, bassi e acuti, sistema Baxandall, che sono ormai familiari ai nostri lettori, essendo apparsi in molti circuiti descritti nella nostra rivista. Si noti che nel vero e proprio circuito Baxandall, le correzioni variabili dei toni sono ottenute da una parte cogli elementi R e C dell'accoppiamento, e d'altra parte dalla controreazione, che si esercita fra il collettore di T_3 e il collegamento fra T_2 e T_3 effettuato da C_{10}.

Il potenziometro P_1 di 50 kΩ regola il guadagno dei segnali di bassa frequenza e P_2 quello dei segnali di frequenze alte. Il condensatore C_{11} trasmette il segnale corretto dall'utente, che ha regolato a suo piacimento P_1 e P_2, alla base del transistore T_3. Circuiti analoghi, ma senza controreazione non sono dovuti al Baxandall.

c) *Circuito di uscita.*

Il transistore T_3 finale del preamplificatore è montato in circuito con emettitore in comune, con controreazione sul collettore, come si è precisato sopra.

L'emettitore polarizzato da R_{22} è disaccoppiato da C_{13}, è ad una tensione negativa rispetto alla linea positiva + 15 V e fornisce pure la polarizzazione della base di T_1 per mezzo di R_{13}. Quella della base di T_3, attraverso R_{21}, è fissata dal divisore di tensione R_{19}-R_{20} montato fra la linea negativa, che è anche quella di massa, e la linea positiva.

Il carico di collettore di T_3 è composto da $R_{24} + R_{23}$; la controreazione si effettua a partire dal punto comune di queste due resistenze. D'altra parte il circuito di uscita di T_3 contiene il condensatore di accoppiamento C_{14} seguito da un complesso di filtri passabasso a commutatore bipolare a 3 posizioni, che permette di limitare la curva di risposta verso le alte frequenze.

d) *Valore e natura dei componenti.*

È utile conoscere, non solo i valori dei componenti, indicati sullo schema, ma anche le loro altre caratteristiche. L'elenco, che segue, dà tutte le indicazioni utili riguardanti i condensatori, i potenziometri, i transistori (tutti de La Radiotechnique ») e i commutatori.

Condensatori:

$C_1 = 2$ nF; $C_2 = 14{,}7$ nF, poliesteri 10%; $C_3 = 10$ nF; $C_4 = 10$ μF (10 V); $C_5 = 1{,}6$ μF (16 V); $C_6 = 320$ μF (12 V); $C_7 = 0{,}1$ μF, 5% poliesteri; $C_8 = 0{,}1$ μ F, 5% poliesteri; $C_9 = 8{,}2$ nF, 5% poliesteri; $C_{10} = 1{,}6$ μF, 10 % (10 V); $C_{11} = 25$ μF (16 V); $C_{12} = 25$ μF (3 V); $C_{13} = 320$ μF (12 V); $C_{14} = 25$ μF (10 V) $C_{15} = 200$ μF (16 V); $C_{16} = 4{,}7$ nF, 10% poliesteri; $C_{17} = 1$ nF, 20%; $C_{18} = 4{,}7$ nF, 10%; $C_{19} = 1$ nF, 20%.

Potenziometri:

$P_1 = 50$ kΩ lineare; $P_2 = 20$ kΩ lineare; $P_3 = 10$ kΩ, logaritmico.

Transistori:

T_1 = AC107; T_2 = ASY28 ovvero AC172 (N-P-N); T_3 = ASY27, OC45 o OC44.

Commutatori:

S_1: 4 posizioni, 2 vie; S_2: 3 posizioni, 2 vie.

Ecco ora alcune indicazioni supplementari sui vari circuiti analizzati sopra.

e) *Posizioni del commutatore* S_1.

Essendo il fonorivelatore magnetodinamico collegato al punto indicato sullo schema, si possono utilizzare le posizioni 1 e 2 del commutatore. La prima (pos. 1) conviene quando il segnale fornito dal fonorivelatore è forte. In questo caso, una riduzione della tensione di uscita del fonorivelatore viene effettuata dalla resistenza 39 kΩ facente capo al punto 1. La posizione 2 conviene quando il fonorivelatore fornisce una tensione più bassa, poiché $R_2 = 5{,}6$ kΩ effettua un'attenuazione minore di R_1.

Analogamente per il fonorivelatore piezoelettrico si può scegliere la posizione 1 o 2. La sensibilità del preamplificatore è definita dalla tensione di entrata

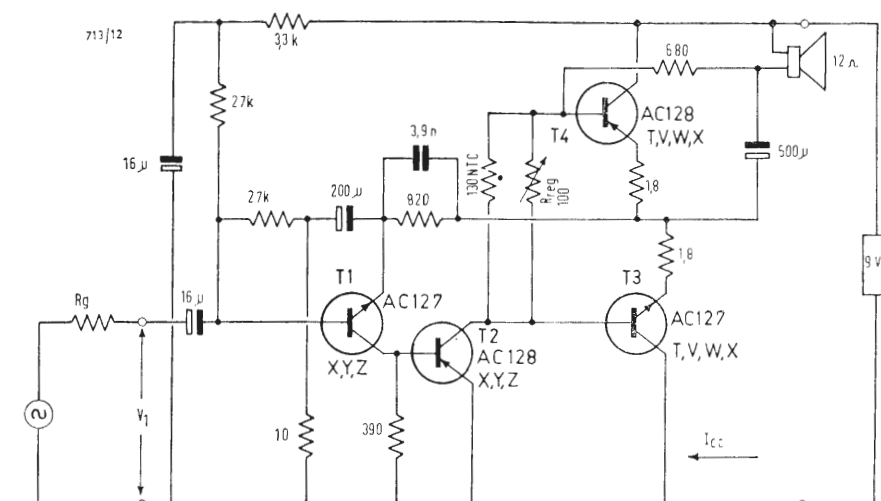



Fig. 10 - Amplificatore in classe B, 0,5 W, 9 V, a transistori complementari.

Tabella 1

Entrata	Posizione	Sensibilità mV	Impedenza di entrata kΩ a 1 kHz
Fonorivelatore magnetodinamico	1 2	9 20	4,1 6
Fonorivelatore piezoelettrico	1 2	250 350	75 75
Radio-TV	3	300	85
Microfono	4	2	2

necessaria per ottenere all'uscita la tensione di 300 mV a 1 kHz. La seguente tabella I fornisce precisazioni sulla sensibilità nelle posizioni da 1 a 4 per le 4 sorgenti di programma e indica anche l'impedenza di entrata a 1 kHz. Inoltre, nelle posizioni 1 e 2, C_1, nel caso del fonorivelatore magnetodinamico provoca un aumento di guadagno verso le frequenze intorno a 5 kHz, mentre il circuito in parallelo al fonorivelatore crea un'attenuazione verso i 10 kHz, il che torna utile per eliminare vari rumori parassiti.

f) *Le correzioni.*

Si può vedere sulle curve di fig. 7 che i due potenziometri del circuito di regolazione dei toni Baxandall hanno notevoli limiti di correzione: + 11 dB a 40 Hz, + 13,5 dB a 10 kHz; i minimi sono: — 16 dB a 40 Hz e — 12 dB a 10 kHz.

Sulla stessa fig. 7 si vede a destra l'effetto del filtro a tre posizioni S_2 agente come filtro passa-basso, cioè tagliante gli acuti a partire da una certa frequenza. Queste curve sono rilevabili coi regolatori di tono in posizione centrale, cioè tale da rendere lineare la curva di risposta. In posizione 3 di S_2, il filtro non ha alcun effetto. Le posizioni 1 e 2 danno attenuazioni diverse, ciascuna potendo convenire di più in un caso particolare. La distorsione totale del preamplificatore è inferiore a 0,1% per 300 mV di uscita, cioè per il segnale massimo ammissibile per questo preamplificatore.

La corrente totale consumata è 4,25 mA a 25 °C e 4,45 mA a 50 °C.

Il valore di questa corrente permette di calcolare R_{27} per tensioni di alimentazione superiori a 15 V e minori di 32 V. Così, prendendo $I = 4{,}25$ mA e una tensione di 20 V per esempio, la caduta di tensione E in R_{27} deve essere $20 - 15 = 5$ V, da cui $R_{27} = 5000/4{,}25 = 1.170$ Ω, che si potranno arrotondare in 1100 Ω o 1200 Ω.

9. - AMPLIFICATORI

È noto che gli amplificatori di alta fedeltà sono in generale costosi, non solo per le cure usate nella loro costruzione,

ma anche perché i trasformatori impiegati, specialmente quello di uscita, devono essere della qualità migliore possibile, il che toglie in pratica un limite superiore al prezzo di vendita dell'amplificatore. Un ottimo mezzo di rimediare questo inconveniente di ordine economico è di elaborare un circuito senza trasformatori di sorta. Questa possibilità è realizzabile coi transistori, soprattutto nel circuito a transistori complementari che descriveremo tra poco. Esso presenta il vantaggio di eliminare anche il trasformatore di entrata, che figurava nei primi schemi basati sull'impiego di transistori complementari.

Il principio di funzionamento dello stadio finale a transistori complementari può essere dedotto dall'esame dello schema di fig. 8 [1]. Vi si trovano un transistore P-N-P e un transistore N-P-N costituenti lo stadio di uscita dell'amplificatore.

Si sono fatti figurare solo gli elementi essenziali, sopprimendo quelli che intervengono nel funzionamento in regime continuo. Si suppone che i due transistori lavorino in classe B. Durante la semionda positiva della tensione di entrata V_e proveniente dallo stadio precedente, il transistore N-P-N è conduttivo e l'altro P-N-P è bloccato. Ne risulta una corrente i_p, che attraversa R_c, resistenza di carico montata fra gli emettitori e il punto comune delle due batterie; questa corrente circola nel senso indicato dalla freccia *I*.

Durante la semionda negativa della tensione di entrata il transistore N-P-N è bloccato, mentre il transistore P-N-P è conduttivo, per cui la corrente i_n circola in R_c in senso opposto come indica la freccia II. Le due correnti si «seguono» in conseguenza nella resistenza di carico. Questo circuito richiede due batterie montate secondo il senso delle polarità indicate in fig. 8. Un circuito di principio a una sola batteria è indicato dallo schema di fig. 9, sul quale si è disegnato anche lo stadio di entrata, detto stadio di alimentazione.

Il funzionamento è analogo a quello del circuito a 2 batterie. Considerando il carico R_L, si può dimostrare che le variazioni di tensione provenienti dai due transistori alternativamente interdetti e conduttivi, sono trasmesse a questa resistenza attraverso C_3.

Ecco qualche circuito pratico realizzabile coi transistori complementari come stadio finale. Gli stadi che precedono quello finale sono pure schematizzati, in modo che tutti questi amplificatori possono essere preceduti da preamplificatori, come per es. quelli precedentemente descritti in questo articolo, o altri del tutto diversi.

10. - AMPLIFICATORE IN CLASSE B, 0,5 W, 9 V

Nello schema di fig. 10, come in tutti quelli che saranno descritti più sotto, il generatore di programma è rappresentato col suo simbolo abituale: il generatore in serie con la sua resistenza interna R_g. In pratica si tratta dell'uscita del preamplificatore.

I tipi di transistori devono essere appaiati secondo le lettere XYZ (AC127 e AC128) o TVWX (AC128 e AC128 dello stadio finale).

L'altoparlante deve obbligatoriamente avere l'impedenza di 12 Ω.

Le caratteristiche generali sono qui appresso indicate:

Distorsione $D = 4\%$ a 1 kHz (potenza di uscita $P_2 = 0{,}5$ W); risposta in frequenza 70 ÷ 15.000 Hz (attenuazione — 3 dB); sensibilità $v_1 \leq 45$ mV (potenza di uscita $P_2 = 0{,}5$ W); resistenza di entrata totale 10 kΩ; resistenza del generatore $R_g = 5$ kΩ; temperatura ambiente max. 55 °C; transistori dello stadio finale montati su un supporto doppio cat. 56226; corrente di riposo dell'amplificatore $I_{CCO} = 10$ mA; corrente di riposo del transistore T_2 (AC128) 6 mA.

Bisogna che R_g, resistenza del generatore, cioè la resistenza di uscita del circuito che è posto davanti all'amplificatore, sia 5 kΩ; se R_g è diverso da 5 kΩ, l'effetto della controreazione viene modificato; osservazione questa, valida anche per gli amplificatori, che seguono.

Fig. 11 - Amplificatore in classe B, 1 W, 9 V, a transistori complementari.

Fig. 12 - Amplificatore in classe B, 1,8 ÷ 2 W, 12 V.

11. - AMPLIFICATORE 1 W, 9 V CLASSE B

Lo schema di fig. 11 mostra che il numero dei transistori è aumentato di una unità rispetto al precedente. L'altoparlante deve essere di 8 Ω.

Le caratteristiche generali sono:

distorsione $D \leq 4\%$ (potenza di uscita $P_2 = 1$ W); risposta in frequenza 80 ÷ 17.000 Hz (attenuazione — 3 dB); sensibilità $v_1 \leq 45$ mV (potenza di uscita $P_2 = 1$ W); resistenza di entrata totale 10 kΩ; resistenza del generatore $R_g = 5$ kΩ; corrente di riposo dell'amplificatore 13 mA (regolazione per mezzo di R_{aj}); corrente di cresta in T_3 e T_4, 0,5 A; corrente media dell'amplificatore ($P_2 = 1$ W) 165 mA.

È importante predisporre il montaggio obbligatorio dei supporti e dei radiatori. Questi elementi di dissipazione di calore vengono generalmente forniti dal fabbricante coi transistori.

12. - AMPLIFICATORE IN CLASSE B, 1,8÷2 W, 12 V

L'amplificatore di fig. 12 comporta due stadi amplificatori, uno stadio di entrata a 2 transistori ed uno stadio finale. In questo circuito lo stadio di alimentazione d'entrata impiega transistori P-N-P ed N-P-N, mentre quelli dello stadio finale sono entrambi P-N-P.

I risultati ottenibili sono diversi, secondo la resistenza di carico R_L rappresentata dall'altoparlante. Si consigliano i due valori 5 e 4Ω nell'elenco delle caratteristiche seguenti:

Resistenza di carico R_L 5 o 4 Ω; potenza di uscita a 1 kHz, $P_2 = 1{,}8 \div 2$ W distorsione $D \leq 3$ e 4%; risposta in frequenza 65 ÷ 15.000 Hz (attenuazione —3 dB); sensibilità $v_1 \leq 20$ mV; resistenza di entrata totale 20 kΩ; resistenza del generatore $R_g = 5$ kΩ; temperatura ambiente 55 °C max.; corrente di riposo dell'amplificatore $I_{CCO} = 7$ mA (regolazione con R_{aj}); corrente media dell'amplificatore 272 e 325 mA.

In tutti questi amplificatori le resistenze sono date in ohm e senza simbolo, o in kΩ; quelle disegnate a serpentino sono di tolleranza 10%, quelle rappresentate come rettangoli allungati sono al 5% di tolleranza.

I CTN sono del tipo B8 320 01 P/130E (fig. 10), B8 320 01 P/500E (fig. 12). Le alimentazioni di questi amplificatori possono essere ottenute dalla rete di distribuzione dell'energia o da batterie, generalmente accumulatori facilmente ricaricabili.

13. - BIBLIOGRAFIA

[1] Applicazioni dei semiconduttori, vol. XVIII (*La Radiotechnique*).

[2] Applicazioni dei semiconduttori, vol. XIII (*La Radiotechnique*).

Questi documenti possono essere acquistati presso gli uffici di questa Società, 130, av. Ledru-Rollin, Paris (11e). *A*

dott. ing. A. Nicolich

Amplificatori a transistori ad alta fedeltà

Fig. 1 - Vista anteriore del centro di controllo stereo a decade Acoustech II.

1. - CENTRO DI CONTROLLO STEREO DELLO STATO SOLIDO ACOUSTECH II

In unione con un amplificatore (particolarmente indicato il mod. Acoustech I), questo preamplificatore, prodotto dagli Acoustic Technology Laboratories Inc., rappresenta una delle maggiori realizzazioni tecnologiche dell'arte e della scienza della riproduzione del suono. Questo complesso è stato definito dalle autorità nel campo audio di tutto il mondo come l'ultimo ritrovato in fatto di sistemi di amplificazione, oggi esistente. Il perfetto progetto e le caratteristiche di lavoro del centro di controllo Acoustech II pongono un nuovo standard di qualità di ascolto.

La fig. 1 è una vista anteriore dell'Acoustech II. I controlli del pannello frontale sono distribuiti come segue; in alto, da sinistra a destra: il commutatore di funzione a 5 posizioni (canale sinistro solo, canale destro solo, stereo, stereo invertito, monofonia); attenuatore del suono (« muting », riduce il livello di circa 15 dB); monitore del nastro; intensità fisiologica; alimentazione; bilanciamento stereo;

in basso da sinistra a destra: commutatore di programma, che permette di scegliere fra tre entrate magnetiche a basso livello e tre ad alto livello (sintonizzatore, ausiliario 1°, ausiliario 2°); boccola per cuffie stereofoniche; controlli di tono bassi e acuti coassiali indipendenti per il canale sinistro, viene escluso quando si vuole la risposta all'onda quadra; commutatore microfono, equalizzazione nastro NAB; commutatore filtro 20 Hz e 70 Hz; commutatore filtri RF e 6 kHz per uso in zone fortemente disturbate; commutatore altoparlanti sinistro e destro, permette la riproduzione corretta di un canale senza spostare il controllo di bilanciamento stereo; controlli di tono bassi e acuti coassiali indipendenti per il canale destro; controllo di livello a decade e controllo di livello del microfono.

La fig. 2 è la vista posteriore dell'Acoustech II; vi si notano, oltre alle entrate per i canali sinistro e destro, alla presa di alimentazione, ai fusibili (uno per la sezione in c.a., l'altro per la c.c. di alimentazione): 1) le prese per tutte le uscite, per l'adattamento alle spine di entrata fono dell'amplificatore di potenza (Acoustech I) per il canale destro; 2) come 1) ma per il canale sinistro; le 2 boccole di uscita « main » per canale permettono che un Acoustech II piloti due amplificatori stereo di potenza, la bassa impedenza di uscita inferiore a 50 Ω consente di distanziare notevolmente l'amplificatore di potenza dall'Acoustech II; 3) l'uscita per il canale centrale derivato fornisce il segnale monofonico per un amplificatore di potenza ausiliario, che alimenta l'altoparlante di estensione o del canale centrale; 4) due morsetti di uscita ausiliari di c.a. dipendenti dall'interruttore di rete, e due morsetti analoghi, ma indipendenti da detto interruttore.

1.1. - Caratteristiche.

Risposta in frequenza: da 2 Hz a 0,25 MHz entro ± 1 dB; da 1 Hz a 0,6 MHz entro ± 3 dB.

Distorsione armonica minore dello 0,25% a 2,5 V di uscita, da 20 Hz a 20 kHz.

Distorsione di intermodulazione (secondo la norma SMPTE, misurata alle frequenze 60 Hz e 6 kHz mescolate con rapporto 4:1) minore dello 0,25%, a 2,5 V di uscita.

Tempo di salita minore di 1,5 μsec.

Ronzio e rumorosità (totale, comprese tutte le frequenze subacustiche e supersoniche) — 55 dB nelle posizioni magnetiche; — 60 dB nelle posizioni di entrate ad alto livello per qualsiasi posizione del controllo di livello a decade.

Sensibilità di entrata (per 2,5 V di uscita):

Magn. 1, 5 mV; Magn. 2 alto, 14 mV; Magn. 2 basso, 7 mV; Magn. 3, 3 mV. Entrate ad alto livello 350 mV.

Tensione massima di uscita 10 V.

Impedenze di entrata: posizioni entrate magnetiche, minimo 47 kΩ; posizioni entrate ad alto livello 0,1 MΩ minimo.

Impedenze di uscita: minore di 47 Ω per le uscite verso l'amplificatore di potenza; impedenza di uscita per le cuffie sul pannello frontale minore di 47 Ω (può lavorare su carico ad alta impedenza); impedenza di uscita per il canale centrale 56 kΩ; impedenza dell'uscita nastro, quando l'entrata è in una delle posizioni magnetiche, 2.200 Ω; impedenza dell'uscita nastro, quando l'entrata è in una delle posizioni di alto livello, uguale all'impedenza di uscita con generatore ad alto livello.

Regolazione: a scatti di 10 dB, entro 0,6 dB; a scatti di 2 dB, entro 0,2 dB.

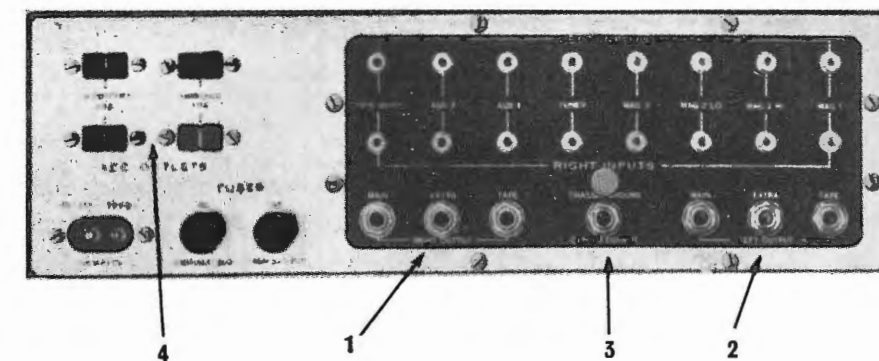



Fig. 2 - Pannello posteriore dell'Acoustech II.

Incrementi dei controlli di livello: entro 1 dB per un campo di 10 dB per il controllo di livello a decade; entro ½dB entro un campo di 2 dB per il controllo di livello del microfono.

Attenuatore (« muting » = silenziatore): riduce il livello di circa 15 dB.

Attenuazione dei filtri: filtro RF — 3 dB a 75 kHz; 3 dB/ottava oltre i 75 kHz; altri filtri — 3 dB alla frequenza designata, 3 dB/ottava, oltre tale frequenza.

Numero dei transistori: 10 per canale.

Alimentazione con raddrizzatori a ponte, 7 ÷ 8 W.

Dimensioni: larghezza 40 cm, altezza 13 cm, profondità 30,4 cm.

Peso con imballo 9,1 kg.

Prezzo netto 348 $.

Esiste anche una versione del preamplificatore montato in un'incastellatura per applicazioni idustriali.

L'Acoustech II è pure disponibile per alimentazione 200 ÷ 250 V c.a., 50 Hz.

Altre particolarità: 1) filtraggio della tensione di alimentazione con oltre 6000 μF, per basso ronzio; 2) basette dei circuiti stampati in vetro-epoxy secondo le prescrizioni militari (una per canale) insensibili alle variazioni termiche e alle vibrazioni; 3) condensatori di tipo per calcolatori fabbricati originalmente secondo le specifiche dell'Acoustech; 4) ciascun canale impiega 10 transistori a basso rumore; 5) commutatori a scatti binati concentrici di tipo montato su sfere, combinanti una azione sicura con la facilità di rotazione; 6) telaio non magnetico, in alluminio anodizzato, avente eccezionale azione schermante per basso rumore di fondo.

La fig. 3 rappresenta lo schema elettrico dell'Acoustech II.

2. - AMPLIFICATORE DI POTENZA INTEGRATO STEREO DELLO STATO SOLIDO ACOUSTECH V

La disponibilità rapidamente crescente di amplificatori a transistori va aumentando la confusione nei metodi già oscuri di valutazione degli amplificatori. Ecco ciò che si deve considerare per un amplificatore integrato a transistori:

1) bassa distorsione di intermodulazione sia per le entrate fono, sia per quelle ad alto livello. L'Acoustech è la prima fabbrica che specifichi la distorsione *totale* di I.M. da tutti gli ingressi fono alle uscite degli altoparlanti. Solo a questo modo, quando si suona un disco, si può valutare con precisione la prestazione di un complesso amplificatore. Le comuni specificazioni di I.M. sono riportate solo per gli ingressi ad alto livello, escludendo gli stadi fono e quindi trascurando la sensibile distorsione, che può aver luogo in essi. Non bisogna confonderla con le caratteristiche di distorsione armonica sola. Una bassa distorsione armonica non significa necessariamente che la I.M. sia pure bassa (invece è vero il contrario);

2) diminuzione della distorsione quando diminuisce la potenza. Molti circuiti a transistori hanno una distorsione minima alla potenza nominale di uscita; ma *al diminuire della potenza, la distorsione aumenta*. Poichè la musica contiene passaggi intensi e pianissimi, è ovvio che sia importante che la distorsione sia piccola sia alle grandi potenze, sia a quelle piccole. Un nuovo circuito dell'Acoustech presenta la desiderata caratteristica;

3) abbondanza di potenza di riserva ai transitori. Poichè la musica è fatta di transienti, la capacità degli amplificatori a riprodurre le creste di sonorità è di fondamentale importanza. Nei comuni amplificatori a tubi elettronici la potenza ai transitori è circa doppia della potenza efficace, mentre negli amplificatori dello stato solido essa può essere da cinque a dieci volte la potenza efficace. Negli amplificatori a transistori, quanto migliori sono la capacità e la regolazione dell'alimentatore, tanto maggiore è la potenza ai transienti. Si noti che quest'ultima non coincide con la potenza musicale IHF; al contrario, quanto maggiore è la differenza fra la potenza musicale IHF e la potenza efficace, tanto minore

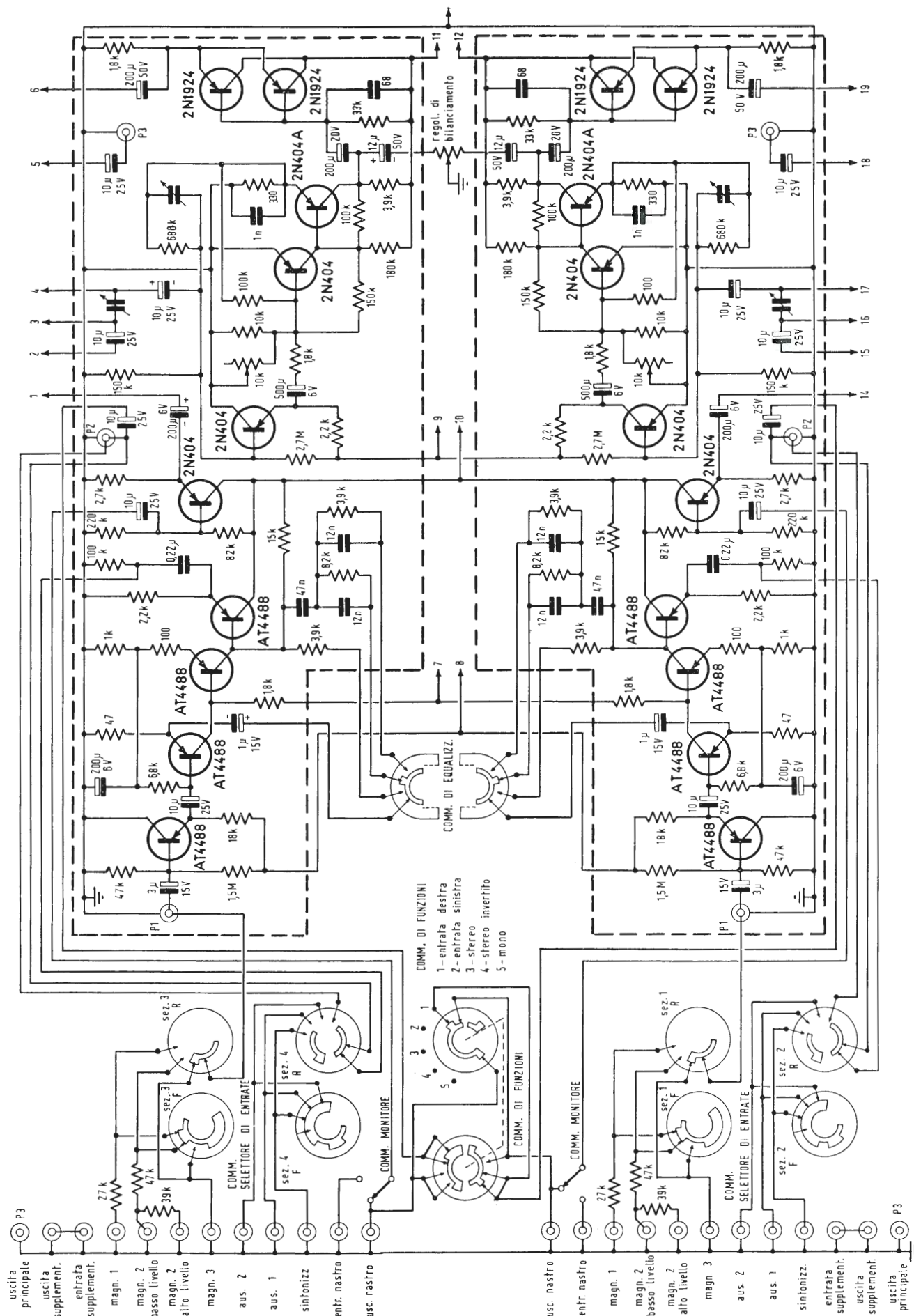
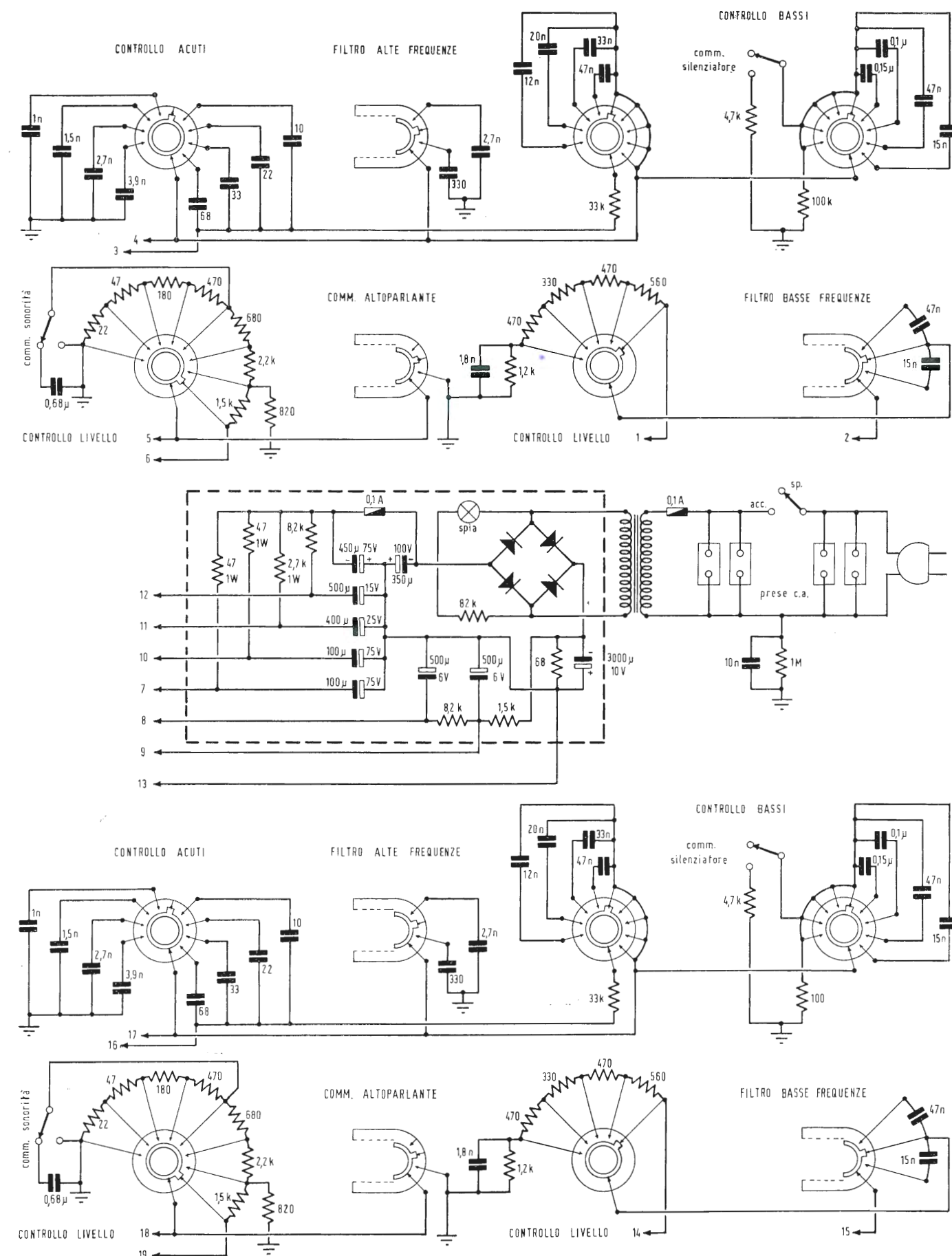
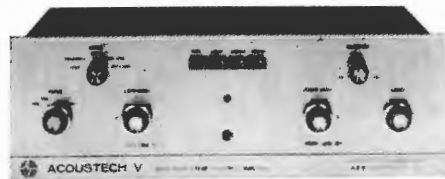



Fig. 4 - Vista anteriore dell'amplificatore integrato Acoustech V.

sarà la potenza di riserva ai transitori presentata dall'amplificatore;
4) alto fattore di smorzamento. Quanto più alto è il fattore di smorzamento, tanto più stretto è l'accoppiamento fra l'amplificatore e il suo altoparlante, il che porta ad un miglior comportamento ai bassi;
5) circuiti audio senza trasformatore. Gli amplificatori di alta fedeltà a transistori non devono avere alcun trasformatore interstadio o di uscita, poichè questi influenzano dannosamente la risposta ai transienti; all'opposto, il circuito deve presentare ovunque « accoppiamenti diretti »;
6) transistori di uscita al silicio e non al germanio. I transistori di uscita al silicio più costosi possono più facilmente fornire una risposta molto estesa alle alte frequenze, indispensabile per una completa risposta ai transienti. I transistori al silicio sono assai più capaci di resistere alle più alte temperature di lavoro e quindi sono molto più sicuri.
La fig. 5 è la vista dal pannello frontale dell'Acoustech V. I comandi sono distribuiti sul pannello anteriore come qui specificato. In alto, da sinistra a destra: commutatore di funzione (monofonia, stereo invertito, stereo, canale sinistro, canale destro); nastro; compensatore di frequenza; silenziatore; alimentazione; bilanciamento (sinistro, destro); in basso, da sinistra a destra: selettore di entrate (magnetico 2, magnetico 1, sintonizzatore, ausiliare); controlli di tono acuti e bassi del canale sinistro (manopole coassiali indipendenti); controlli di tono acuti e bassi del canale destro (manopole coassiali indipendenti); regolatore di livello.
Lo schema elettrico di uno dei due canali identici è riportato in fig. 3 insieme con lo schema dell'alimentatore con raddrizzatori a ponte.
Le boccole delle entrate e delle uscite, la presa di c.a. dalla rete, le 4 prese per alimentazione (2 dipendenti dall'interruttore generale, 2 indipendenti da esso) di altri apparecchi in c.a.; sono riportate sul pannello posteriore dell'Acoustech V.

3. - CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE INTEGRATO A TRANSISTORI ACOUSTECH V (PER CANALE)

Potenza ai transitori 125 W su carico 8 Ω (altoparlante). Distorsione di intermodulazione (SMPTE, misurata con note di 60 Hz e di 60 kHz mescolate nel rapporto 4:1, a 8 Ω) minore dello 0,15% a 1 W all'entrata fono; minore dello 0,45% a 30 W per canale (con entrambi i canali caricati). Distorsione armonica, da 20 Hz a 20 kHz, 8 Ω, con entrambi i canali caricati: residuo non misurabile a 1 W; minore dello 0,25% a 30 W efficaci per canale.
Risposta in frequenza (al livello normale di ascolto): da 5 Hz a 200 kHz entro ± 1 dB; da 3 Hz a 300 kHz entro ± 3 dB.
Tempo di salita minore di 1,5 μsec, esente da sovraelongazione e da oscillazioni sovrapposte.
Ronzio e rumorosità (totale, comprese tutte le frequenze subacustiche e supersoniche): — 55 dB alle entrate fono sotto 30 W; — 75 dB alle entrate ad alto livello sotto 30 W.
Sensibilità di entrata (per uscita 30 W_{eff} su 8 Ω): Magn. 1 e Magn. 2 basso, 2,5 mV; Magn. alto, 10,0 mV; Entrate alto livello, 350 mV.
Impedenze di entrata: posizioni magnetiche 47 kΩ minimo; alto livello, 100 kΩ minimo.
Fattore di smorzamento 70:1.
Silenziatore, attenua il livello di 15 dB approssimativamente.
Numero dei transistori 11 per canale.
Alimentatore con raddrizzatori a ponte, 150 W circa.
Dimensioni: larghezza 40 cm, altezza 13 cm, profondità 30,5 cm.
Peso con imballo 12 kg circa.
Prezzo, compresa la custodia metallica, 350 $.
Altre particolarità dell'Acoustech V:
1) i controlli di tono sono esclusi dal circuito, se non si agisce sul commutatore di compensazione; ciò ottimizza la risposta all'onda quadra nel normale funzionamento;
2) il selettore di entrata consente la commutazione fra due entrate a basso livello e due ad alto livello;
3) il commutatore del monitore del nastro consente il controllo delle registrazioni fatte sui nastri;
4) il commutatore di silenziamento attenua il livello di 15 dB quando si risponde al telefono, o si riavvolgono i nastri, o si cambiano i dischi manualmente ecc.;
5) sul pannello frontale è disposta un'uscita per cuffie stereo;
6) l'uso dei transistori al silicio dà il massimo affidamento e risposta estesa (taglio β a circa 1 MHz) per una risposta virtualmente perfetta dei transitori;
7) il trasformatore di alimentazione molto grosso e schermato ha grande potenza ed ampia regolazione, sufficienti a fornire 125 W di potenza transiente per canale su un altoparlante di 8 Ω;
8) tutti i condensatori elettrolitici sono di tipo per calcolatori elettronici. Oltre 1600 μF danno un completo filtraggio della tensione di alimentazione ed una regolazione migliori del 10%;
9) i condensatori di blocco sovradimensionati di 1000 μF, che proteggono le bobine mobili degli altoparlanti dalla c.c., consentono la risposta sotto 2,5 Hz;
10) le basette dei circuiti stampati vengono infilate in speciali ricettacoli di tipo per strumenti di misura. La costruzione modulare (un pannello pream-

(*il testo segue a pag 91*)

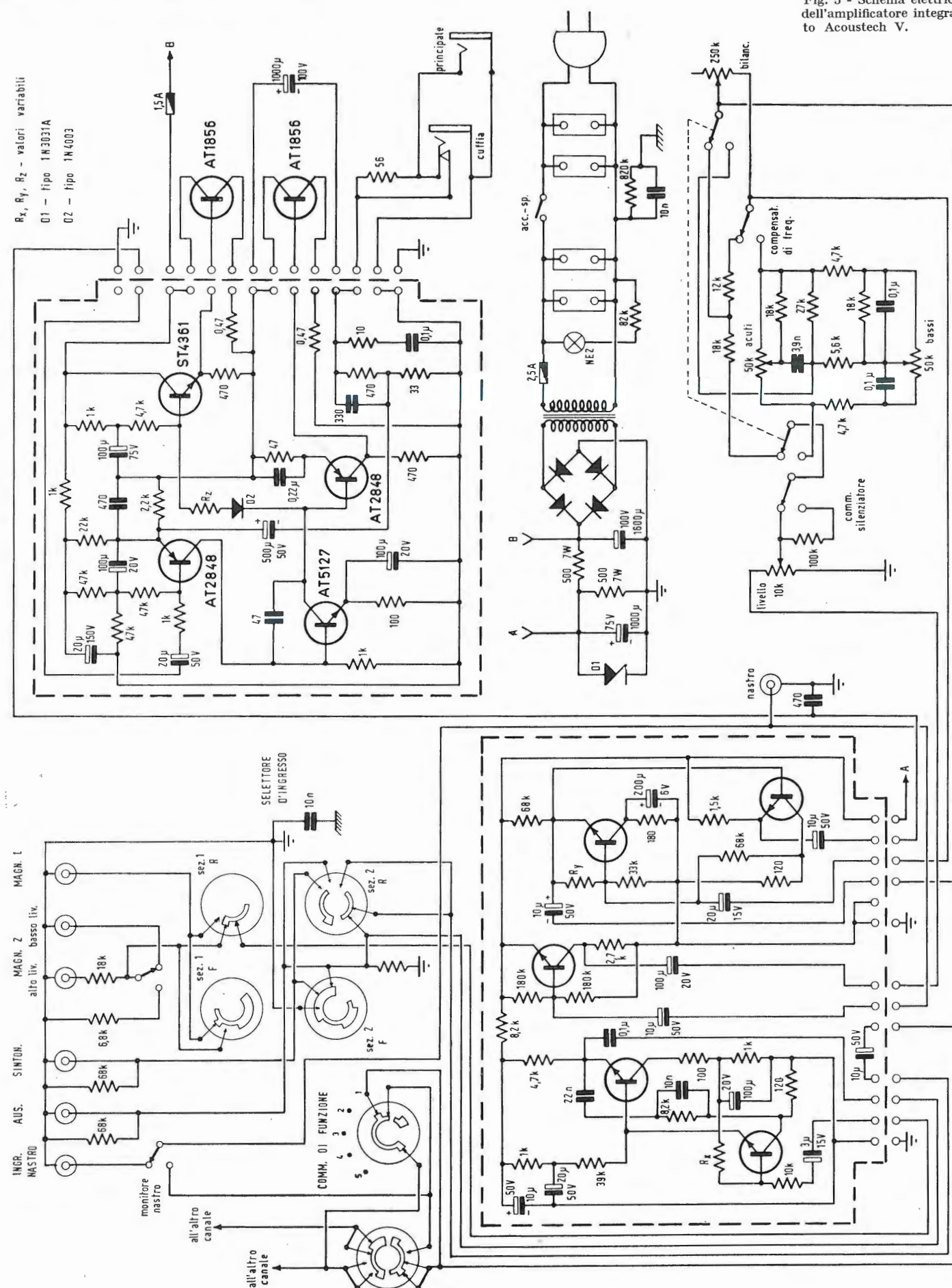



Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore integrato Acoustech V.

Tabella dei principali dati tecnici dei preamplificatori e amplificatori Acoustech

Tipo di unità stereo Acoustech	I A amplif. potenza	III amplif. potenza	IV centro controllo	V amplif. integrato	VI centro controllo	VII amplif. integrato	XI amplif. potenza	*P/M* centro controllo
Disponibile	montato	montato o scatola montaggio	scatola montaggio	montato	montato	montato	scatola montaggio	scatola montaggio
Potenza usata per I. M. < 0,25 % per canale con entrambi i canali in funzione contemporaneamente; watt equivalenti su 8 Ω; alimentazione 117 V c.a.	80	50	—	45	—	30	35	—
Potenza ai transitori per canale	200	135	—	125	—	75	90	—
Potenza efficace di uscita a 1 kHz, per distorsione armonica < 0,25 %; 8 Ω; alimentazione 117 V c.a.	70	42	—	40	—	25	30	—
Larghezza di banda di potenza per distorsione armonica < 0,25 % [Hz]	20 ÷ 20.000	20 ÷ 20.000	—	20 ÷ 20.000	—	20 ÷ 20.000	20 ÷ 20.000	—
Distorsione armonica per uscita 2 V; da 20 a 20.000 Hz [%]	—	—	0,09	—	0,09	—	—	0,09
Distorsione di I. M. per uscita equivalente a 2 V; entrata fono [%] entrate alto livello [%]	— —	— —	0,15 0,09	— —	0,15 0,09	— —	— —	0,15 0,09
Risposta in frequenza ai normali livelli di ascolto: ± 1 dB [Hz] ± 3 dB [Hz]	5 ÷ 75.000 2 ÷ 150.000	5 ÷ 75.000 2 ÷ 150.000	5 ÷ 90.000 2 ÷ 250.000	5 ÷ 75.000 2 ÷ 150.000	5 ÷ 90.000 2 ÷ 300.000	5 ÷ 70.000 2 ÷ 120.000	5 ÷ 75.000 2 ÷ 150.000	5 ÷ 90.000 2 ÷ 250.000
Tempo di salita, μsec	1,75	1,75	1,50	1,75	1	2,50	1,75	1,50
Ronzio e rumore sotto la uscita nominale: entrate fono]dB] entrate alto livello dB	— 95	— 95	55 75	55 75	55 75	55 75	— 95	55 75
Sensibilità in ingresso: entrate fono [mV] entrate alto livello [V]	— 1,2	— 1,2	2,5; 10 0,4	2,5; 10 0,4	2,5; 10 0,4	2,5; 10 0,4	— 1,2	2,5; 10 0,4
Impedenza di ingresso: entrate fono [kΩ] entrate alto livello [kΩ]	— 100	— 100	47 min 100	47 min 100	47 min 100	47 min 100	— 100	47 min 100
Fattore di smorzamento, da 20 a 20.000 Hz	> 100	> 100	—	> 100	—	> 100	> 100	—
Impedenza alla boccola di uscita sul pannello frontale [Ω]	—	—	2.000	4; 16	200	4; 16	—	4; 16
Numero dei transistori	16	12	10	22	14	22	12	10
Numero delle basette dei circuiti stampati ad innesto	2	2	2	4	2	4	2	2
Peso del trasformatore di alimentazione [kg]	5,4	4,3	—	4,3	—	2,15	2,7	—
Dimensioni: altezza [cm] larghezza [cm] profondità [cm]	 12,7 40 30,4	 12,7 40 20,4	 12,7 40 20,4	 12,7 40 30,4	 12,7 40 20,4	 12,7 40 25,4	 12,7 40 25,4	 12,7 40 —
Peso con imballaggio [kg]	13	10	5	11,3	6,3	7,2	7,2	1,8

— *domande e risposte sulla TVC - di A. Nicolich* —

A. Savio e O. Minervini - Lodi

D. - Potete spiegarci in parole povere che cosa sono la luminsoità, la tinta, la saturazione, i colori non spettrali, il bianco, il nero, il porpora, il colore degli oggetti? - Siamo due lungimiranti desiderosi di apprendere la TVC.

R. - La televisione a colori non è capace di trasmettere i colori come tali, deve tradurli in segnali elettrici proporzionali a certe loro caratteristiche, segnali suscettibili di essere trasmessi.

La luce bianca, passando attraverso un prisma, sotto un piccolo angolo, si suddivide in una serie di archi baleni colorati, detta spettro.

Si possono riprodurre tutte le sfumature colorate miscelando due o più di questi colori primari. La luce bianca può essere sintetizzata mescolando il rosso, il verde e il blu; lo stesso può dirsi per qualsiasi colore, salvo che per poche tinte molto pure. Viceversa si può identificare una colorazione determinando le componenti rossa, verde e blu, che miscelate provocano la stessa sensazione visiva destata dalla colorazione in esame. Nel ricevitore di TVC, l'immagine completamente colorata si ottiene variando le intensità dei tre segnali corrispondenti al rosso, verde e blu. Questi criteri stanno alla base dei sistemi di TVC e devono essere dettagliatamente considerati per comprendere come la telecamera possa analizzare un colore e come il ricevitore possa riprodurlo con un soddisfacente grado di precisione.

Prima di valutare quantitativamente un colore, bisogna definire le sue qualità variabili. Diverse caratteristiche possono essere sfruttate a questo scopo, ma per specificare esattamente un colore occorrono sempre tre qualità. Vi è una vasta terminologia per descrivere la sensazione soggettiva destata da una particolare qualità di colore o per valutare le corrispondenti misure oggettive di quella qualità.

LUMINOSITA'

La luminosità o brillanza è la qualità di un colore relativa alla potenza del colore; un esempio chiarirà meglio questo concetto. Se la luce emessa da una lampada da mezzo Kilowatt passa attraverso un vetro rosso, il colore emergente dal vetro è più brillante del colore rosso scuro che esce dalla stessa lastra di vetro posta davanti ad una lampadina di pochi watt. La sensazione della luminosità è un fattore variabile e bisogna specificarlo se si vuole definire con precisione un colore. Il significato della luminosità si precisa un poco meglio se tale caratteristica viene definita luminanza.

TINTA

La tinta è la qualità più appariscente di un colore. La luce emessa da una lampada e passata attraverso vetri rosso, verde e blu, dà luogo ai colori rosso, verde e blu rispettivamente. I colori di tinta diversa possono avere la stessa luminosità, o possono avere luminosità differenti; ciò equivale a dire che la tinta è la seconda variabile indipendente dei colori. La tinta dipende dalla lunghezza d'onda dominante della luce.

SATURAZIONE

Questa è la caratteristica dei colori generalmente più ostica da essere compresa dai principianti.

La saturazione è la terza qualità che caratterizza il colore; è la variazione del contenuto di colore della stessa tinta e non deve essere confusa con la luminosità, che, come si è detto sopra, dipende dall'intensità della luce. Riprendendo l'esempio della luce emessa da una lampada da mezzo kw e passando attraverso una lastra di vetro rosso, supponiamo che la luce emergente dal vetro sia fatta cadere sopra un foglio di carta bianca; in tal caso il colore riflesso dalla carta è un rosso chiaro brillante. Ora facciamo incidere sul foglio, oltre alla luce rossa anche la stessa luce bianca della lampada che fornisce il rosso attraverso al vetro; in questo secondo caso, il colore riflesso, sebbene abbia la stessa tinta, cioè la rossa, appare all'occhio come una colorazione più pallida chiamata rosa. Quanto maggiore è la quantità di luce bianca incidente sul foglio di carta, tanto più pallido o meno saturato diviene il colore riflesso. La sensazione della saturazione è definita da un termine

purità (piuttosto che purezza) e che può essere misurato con precisione.

COLORI SPETTRALI

L'occhio è sensibile a radiazioni di lunghezza d'onda comprese fra 380 e 780 mμ (10^{-9} m). Le onde visibili corrispondono ad una frequenza centrale di circa 10^6 GHz (1 GHz = 10^3 MHz). L'occhio e il cervello insieme individuano ciascuna lunghezza d'onda λ come una particolare tinta, così ad es. il rosso corrisponde alla λ = 780 mμ mentre il verde individua la λ = 510 mμ.

I colori rosso, arancio, giallo, verde, ciano, blu e violetto sono detti colori spettrali e si fondono gradatamente l'uno nell'altro, in modo che ad es. le luci di λ = 590 mμ e di λ = 600 mμ hanno una tinta arancio leggermente diversa.

La luce costituita da una sola lunghezza d'onda, o da un gruppo di lunghezze d'onda fino ad una larghezza di banda di circa 5 mμ, è chiamata saturata al 100% o monocromatica. Una lampada al sodio emette luce saturata e il grafico della distribuzione di energia dimostra come tutta la energia sia concentrata intorno a λ = 588 mμ.

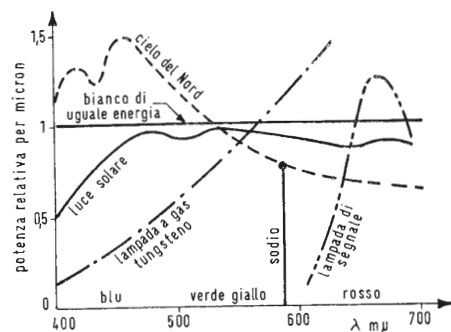



Fig. 1

COLORI NON SPETTRALI

Certi colori, come il bianco e il nero, non sono presenti nello spettro, ma poichè sono invece presenti in una scena colorata, conviene considerarli separatamente.

— *Il bianco* - La luce bianca è una miscela di varie lunghezze d'onda. Se ogni componente di ciascuna lunghezza d'onda ha esattamente la stessa energia, dà luogo a un bianco noto come bianco di energia costante. La fig. 1 mostra come certe luci, sebbene prossime al bianco, abbiano distribuzioni di energie diverse. In fig. 1 sono date le luci bianche del cielo del Nord, del sole e di una lampada a vapori di tungsteno. La sensazione del bianco può essere provata da diverse semplici mescolanze. Il blu e il giallo, mescolati in convenienti proporzioni virano al bianco, come avviene all'incirca con una miscela di verde e di porpora.

Le coppie di colori, che generano la luce bianca si dicono *complementari*, così il verde è complementare del porpora e viceversa. La sensazione del bianco può pure essere provocata mescolando le lunghezze d'onda corrispondenti al rosso, al verde e al blu.

— *Nero* - Il nero è l'assenza di luce di qualsiasi lunghezza d'onda. Il campo di luminosità che l'occhio può registrare contemporaneamente è limitato. Perciò, se sopra uno schermo del cinescopio in TV c'è una forte differenza di luminosità fra un'area brillante e un'area scura (per es. una zona bianca vicina ad una zona di grigio-scuro) l'area scura appare nera all'occhio a motivo della limitazione del suo campo.

— *Porpora* - I colori porpora in colorimetria sono detti magenta e sono prodotti da luci costituite da una miscela di rosso e blu. Questi colori non sono rappresentati nello spettro, perchè le zone rosse e blu sono gli estremi della banda visibile e quindi non si fondono insieme.

— *Bruno* - Allo stesso modo che l'occhio si inganna vedendo nero quando registra una zona scura circondante una zona luminosa, esso si sbaglia nella registrazione di luce gialla scura o arancio scura circondata da una zona brillante, e la rende bruna. La luce bruna non è perciò un vero colore, ma è l'effetto di vedere una luce scura gialla o arancio in contrasto con un'area luminosa.

COLORE DEGLI OGGETTI

Un oggetto appare colorato secondo la luce che riflette. Un oggetto bianco, illuminato da luce bianca vira al bianco, ma appare rosso se illuminato da luce rossa. Un oggetto verde assorbe luci di tutti i colori, eccetto il verde e riflette luce verde. Le immagini dipinte producono l'effetto di colore assorbendone lunghezze d'onda e riflettendone altre. Questo processo differisce sostanzialmente dal processo di somma di una luce colorata ad una altra luce colorata. I quadri dipinti sottraggono colori della luce incidente e noi vediamo quelli rimanenti. Questo modo di produrre la sensazione del colore è detto sintesi sottrattiva. La somma di luci, come si fa in TVC, è nota come sintesi additiva. A scanso di equivoci, mentre le diapositive colorate trasparenti fotografiche sono puramente sottrattive, i dipinti possono produrre un effetto leggermente additivo insieme con un effetto sottrattivo.

(*il testo segue da pag. 86*)

plificatore e uno amplificatore per ciascun canale) facilita il montaggio in fabbrica ed aumenta ulteriormente l'affidamento;

11) il telaio pesante di lamiera spessa di alluminio con finitura anodizzata, costituisce uno schermaggio efficace contro il ronzio indotto.

4. - CONSIDERAZIONI GENERALI

1) Tutti gli amplificatori Acoustech sono specificati rispetto a 8 Ω, ma essi forniscono una potenza efficace a 4 e a 16 Ω che sta entro 1 o 2 dB del dato relativo a 8 Ω. In condizioni musicali gli amplificatori Acoustech funzionano egualmente bene con qualsiasi carico di altoparlante normale compreso fra 4 e 16 Ω.

2) Gli avvolgimenti abbinati su tutti i trasformatori di alimentazione Acoustech permettono un passaggio rapido e facile alle reti di alimentazione di 220 V, 50 ÷ 60 Hz.

3) L'Acoustech P/M può essere usato solo con l'Acoustech XI, mentre l'XI può essere usato con qualsiasi centro di controllo. Tutti gli amplificatori Acoustech sono incondizionatamente stabili. A motivo della loro potenza ai transitori eccezionalmente alta, il loro uso con altoparlanti elettrostatici (che non siano il complesso altoparlante Acoustech X-amplificatore) non è raccomandato, se non si usa un dispositivo limitatore di corrente in serie con la linea dell'altoparlante; diversamente i pannelli elettrostatici possono risultare danneggiati. L'Acoustech X ha pannelli elettrostatici e trasformatori progettati per questa grande potenza transiente, senza richiedere l'uso di limitatori di corrente.

4) L'errore di adattamento di tutti i centri di controllo e amplificatori di controllo (integrati) è minore di 0,4 dB in un campo di 55 dB.

5) La separazione e la diafonia fra i due canali sono almeno 50 dB sotto.

6) Le caratteristiche sono soggette a variazioni, senza che se ne dia avviso.

A

0845 – Sig. C. Albanese – Milano.

D. Prendendo visione della « Catena stereofonica da 2 × 18 W completamente transistorizzata » pubblicata nel numero 3 (mese di marzo) 1966, pag. 136, ho notato alcuni errori di valore nei componenti relativi ai due canali di preamplificazione.

Quali i valori esatti?

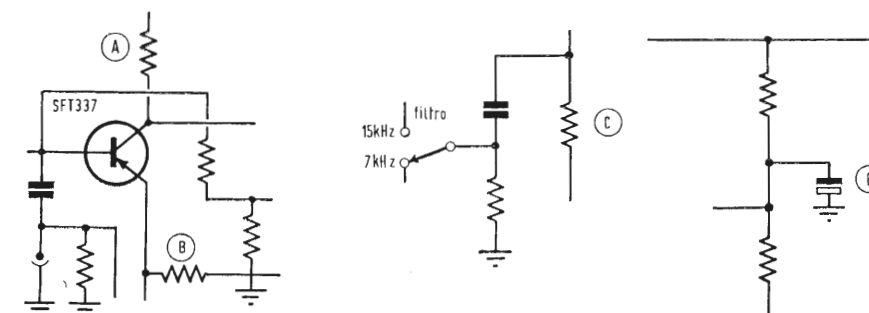
Nel circuito di alimentazione ci sono due diodi raddrizzatori 1S1695 BY118: con quali posso sostituirli? e di quale casa costruttrice? Di chi sono gli altri diodi BY116 Philips? I condensatori che li seguono (da 250 μF) sono da 40 V? Altro errore di stampa nel circuito dell'amplificatore. Il primo transistore AC141 è invece un AC138 almeno così risulta dalla figura che riproduce la filatura del preamplificatore. I due transistori TA210 con quali diodi possono essere sostituiti?

Vorrei un chiarimento. Qual è l'entrata microfono? Quale l'uscita per le testine di registrazione? A che serve quella entrata posta subito sopra al potenziometro da 100 kΩ e la presa di modulazione al 3° canale? Chi ha la rappresentanza dell'ALFAR ELECTRONIC in Italia? Il « Cosmos II » è fornito anche in scatole di montaggio? Quanto costa?

R. Ecco i valori esatti: A = 4,7 kΩ; B = 820 Ω; C = 4,7 kΩ; D = 64 μF/40 V. I diodi raddrizzatori di potenza possono essere sostituiti coi raddrizzatori al selenio; per es. N° 6 piastre 55 × 55 mm tipo M25/10-2 per 2 × 38 V~, 30 V c.c. 2 A del cat. AEG, oppure coi raddrizzatori al silicio BY118 Philips. Gli altri diodi BY116 (e non BY16) sono pure Philips e possono anch'essi essere sostituiti dai BY118.

I condensatori di filtro 250 μF sono isolati per 40 V di lavoro.

Il transistore T_2 è il tipo AC138 (T_2 e non T_4). Si noti che il transistore AC141 è di tipo N-P-N (T_4) quindi l'emettitore deve portare la freccia uscente e deve essere collegato alla resistenza 22 Ω, mentre il collettore è l'elettrodo collegato alla resistenza 150 Ω verso massa. È consigliabile non sostituire con altri tipi i transistori TA210, infatti essi sono stati scelti, perchè non si sono trovati diodi perfettamente equivalenti; tuttavia si possono usare al loro posto i diodi al silicio BAY32, alquanto esuberanti.

L'entrata microfono (N° 6 come specificato a pag. 136 - N° 3 - 1966) è comune alle entrate 4 (fono magnetico) e 5 (nastro) e coincidente con la presa segnata semplicemente « fono » collegata attraverso 0,1 μF alla base del 1° SFT337.

Le testine di registrazione devono essere collegate alle prese segnate « entrata » (intesa come entrata al giranastro). Resta così chiarito il significato e il compito di tali prese.

Non ci risulta che la ALFAR ELECTRONIC abbia un rappresentante in Italia. Potrebbe interessarsene la LARIR, su richiesta. Il Cosmos II è fornito anche in scatola di montaggio: scatola completa stereo 668 N.F., scatola di montaggio versione « mono » (445 N.F.) + telaio supplementare (223 N.F.); Cosmos II montato stereo 865 N.F.; versione « mono » montato 595 N.F. L'indirizzo dell'ALFAR ELECTRONIC è: 48, rue Laffitte, Paris (9e). Nei prezzi non sono compresi l'imballaggio e il trasporto. *a.f.*

Fig. 1/0845

0846 – E. Pace – Canneto Sull'Oglio.

D. Mi sono costruito l'amplificatore a transistori il cui schema compare sul numero 2 del 1964 nell'articolo « La catena transitorizzata stereofonica della S.P.E.S. ».

Al riguardo Vi chiedo se potete gentilmente fornirmi lo schema preciso dei controlli di tono e l'indicazione del tipo dei potenziometri.

R. 1) Nello schema di fig. 1 pag. 86 del n. 2 febbraio '64 de « l'antenna », basta eliminare il tratto che collega i cursori dei potenziometri di tono col nodo dei resistori 2, 7K, 12 K e del condensatore 20 nF.

2) Le curve dei regolatori di tono sono generalmente semilogaritmiche (curva C2 Centralab) al 10% dal centro; spesso però si usa la curva logaritmica modificata al 20% al centro (curva C4 Centralab) per un'azione più avvertibile dei controlli nella prima metà della corsa. *a.f.*

0847 – I. Valvassori – Azzano Decimo.

D. Per quante ore può essere usata senza danno ai dischi una puntina di *diamante* che legge alla pressione di circa gr. 2?

Gradirei che la risposta prendesse in considerazione una puntina da 25 μ, una puntina da 17 μ e una puntina da 12 μ.

R. La Casa Shure indica 1000 ore per la durata di una puntina di diamante da 25 μ e da 17 μ; nulla dice per la puntina di 12 μ, ma la sua durata è certamente non inferiore a quella delle puntine più grosse.

Altre Case fabbricanti di capsule fonorivelatrici confermano il suddetto dato di 1000 ore. *a.f.*

0848 - Sig. Sartori A. - Vicenza

D. Dovrei realizzare l'amplificatore descritto su « *l'antenna* » N. 11/'65, ed alcuni punti non sono chiari, precisamente:
1) Da quanti henry deve essere l'impedenza dopo il trasformatore?
2) L'alimentatore descritto può sopportare il carico di due amplificatori?
3) È possibile applicare sull'entrata un potenziometro (uno per canale) per bilanciare i due canali? (se è possibile, che valori?).
4) I condensatori C3, C4, C5, C13, C16, C24, C27 di quale materiale devono essere: a carta o poliestere?
5) L'altoparlante dei bassi che diametro deve avere, quanti watt (20?) e quale impedenza?
6) La stessa domanda per gli alti oppure quale cassa acustica.
7) Il condensatore C27 quanti volt deve avere?
8) Il potenziometro posto sulla base del transistore AC132 dell'alimentatore è da 320 Ω semifisso?

R. 1) L'induttanza di filtro L è dell'ordine dei 5 H e di resistenza più bassa possibile.
2) Sì. I raddrizzatori OA210 sono in grado di alimentare un televisore e quindi anche due amplificatori da 20 W.
3) Non conviene disadattare l'impedenza di entrata con l'aggiunta di un potenziometro; il bilanciamento stereo si può ottenere coi due regolatori di volume dei due amplificatori, che agiscono come i prospettati potenziometri all'ingresso.
4) I condensatori è bene che siano in poliestere, specialmente se lo spazio è piccolo.
5) L'altoparlante dei bassi deve essere di ∅ 30 cm, 25 W eff., impedenza 3,6 Ω; in pratica un'impedenza fra 2,5 e 5 Ω può dare buoni risultati. In caso di difficoltà a reperire altoparlanti da 3,6 Ω, se ne possono adottare due in parallelo da 7 Ω. Ad esempio il Bombardone Philips AD 5201 S/77 da 7 Ω in connessione col 9710 M copre la gamma da 25 a 18.000 Hz; essendo il 9710 M di soli 10 W, l'uso di due combinazioni Bombardone + filtro + 9710 M in parallelo accomoda le potenze e le impedenze. La Philips dispone di un contenitore acustico apposito (40 litri) per i due tipi di altoparlanti suddetti. Sacrificando i bassi fino a 45 Hz, si può sostituire il Bombardone col tipo 9760; infine due 9760 M Philips (con conetto) in parallelo risolverebbero il problema sostituendo le combinazioni woofer + filtro + tweeter sopra prospettate.
6) Vedi risposta al punto 5.
7) C27 è bene sia isolato per 50 V.
8) Sì, 320 Ω, semifisso. *a.f.*

Fig. 1/0849

0849 - Sig. F. Foschini - Napoli.

D. Ho letto l'articolo di G. Nicolao a pag. 183 del n. 7, luglio 1958, ove oltre la discussione teorica sono riportati dei diagrammi dai quali ho ricavato le dimensioni di un « bass-reflex » per un altoparlante di 30 cm di diametro e 50 Hz frequenza di risonanza.
Successivamente, sul n. 2, febbraio 1959, ho trovato degli altri diagrammi in un articolo di R. Biancheri a pag. 43, dai quali, per controllo ho ricavato ancora i dati per lo stesso altoparlante. E qui ho avuto la sorpresa di constatare, come il volume del mobile e la superficie dell'apertura risultassero diversissimi.
Consultando il libro « La tecnica dell'Alta Fedeltà » lo stesso G. Nicolao pubblica a pag. 314 una tabella dove, senza tenere in alcun conto la frequenza di risonanza di un altoparlante, sono riportate le dimensioni di un bass-reflex semplicemente in funzione del diametro dell'altoparlante; anche in questo caso, i valori del volume e dell'apertura erano ancora diversi da quelli calcolati con i due precedenti metodi.
Pertanto mi rivolgo a Voi per sapere a quale metodo di calcolo devo affidarmi per ottenere dei dati di assoluta sicurezza. Nel caso di altoparlante ellittico, per il calcolo è corretto adoperare la media degli assi dell'ellisse?

R. Ben sappiamo quanto sia controversa la questione dei contenitori bass-reflex, perciò i suoi rilievi non ci meravigliano.
La necessità di diminuire gli ingombri ha portato a formulazioni di casse acustiche piccole che in certi casi specifici, accoppiate ad un dato tipo di altoparlante, forniscono ottimi risultati, ma cadono in difetto quando si cambia altoparlante, o qualche altro elemento (qualità del legno e dei rivestimenti assorbenti acustici ecc.).
L'introduzione del *condotto* (duct) ha permesso di diminuire il volume del contenitore; così anche l'uso di A.R.U. (Acustic Resistance Unit) influenza le dimensioni.
Siamo del parere che sia più attendibile il metodo che dà le maggiori dimensioni; quelli che forniscono dimensioni più piccole rappresentano sforzi per raggiungere lo scopo del minimo ingombro, ma comportano inconfessati sacrifici di prestazione.
Abbiamo già avuto occasione di riportare sulle colonne de « l'antenna » le formule, che qui le trascriviamo, per il calcolo del mobile bass-reflex, le quali hanno sempre dato risultati soddisfacenti.
Siano:
V = Volume della cassa, in cm.^{3}
P = Profondità (dimensione minore), in cm.
L = Larghezza = $\sqrt[3]{2}\,P$, in cm.
H = Altezza = 2 P, in cm.
R = Raggio max del cono, in cm.
si ha:
$V = 12900R$; $P = \sqrt{4550R}$; $L = 1{,}42\,P$; $H = 2\,P$
L'area A della finestra (o porta) rettangolare è uguale all'area effettiva utile del cono limitata alla 1ª corrugazione, e circa uguale a $0{,}8\,\pi\,R^2$ cm^2.
Il lato maggior orizzontale della finestra si fa uguale a $L/2$ cm.
Lo schizzo allegato riassume il proporzionamento del mobile bass-reflex.
Le dimensioni così calcolate sono interne; per avere quelle esterne bisogna aggiungere lo spessore del legno, che non deve essere inferiore a 15 mm., ma meglio è adottare S = 20 mm.
Nel caso di altoparlante ellittico è corretto assumere il raggio equivalente uguale alla media dei semiassi dell'ellisse.
Le consigliamo di attenersi ai dati forniti dai fabbricanti, quando ciò è possibile.
Per esempio la PHILIPS ha una breve pubblicazione di disegni quotati per i suoi altoparlanti, intitolata « casse acustiche e bass-reflex ».
Per ottenerla Ella può rivolgersi a Philips Elettroacustica - Milano, P.zza IV Novembre, 3.
Le comunichiamo infine che è di prossima pubblicazione nelle pagine dedicate all'alta fedeltà de « l'antenna », un articolo riguardante la costruzione di bass-reflex mediante diagrammi elaborati dall' Electro Voice per i suoi altoparlanti; tali bass-reflex sono provvisti di condotto interno.
Il mobile bass-reflex deve essere adattato all'altoparlante come il vestito alla persona; occorrono cioè prove acustiche, che consiglino piccole modifiche per il miglior risultato. *a.f.*

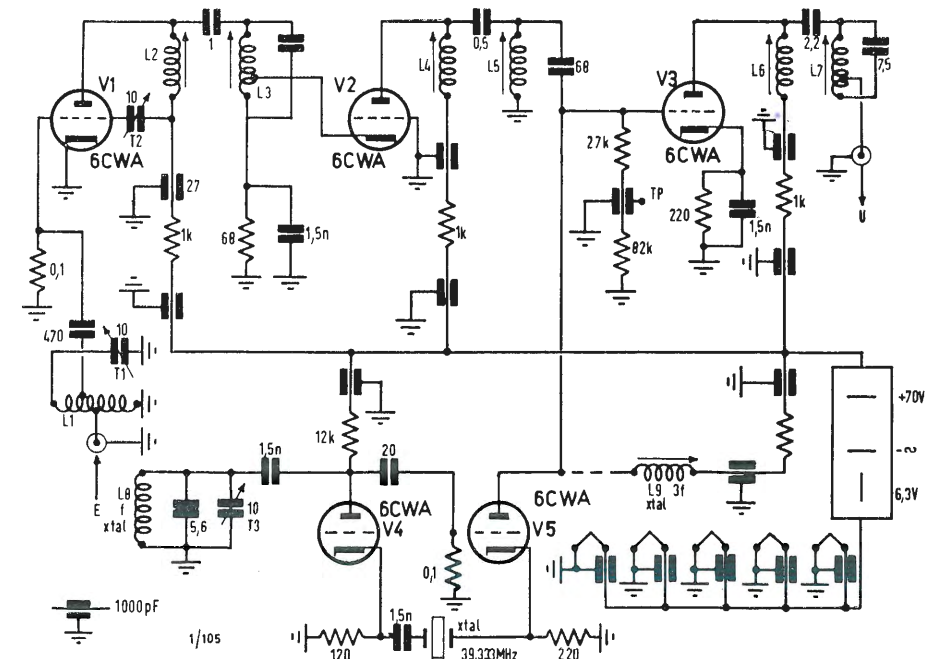



Fig. 1/0850

0850 - Sig. A. Sileoni - Macerata.

D. Essendo appassionato di radiotecnica desidera realizzare qualche ricevitore di tipo semiprofessionale per la ricezione delle onde corte e medie e per la ricezione delle VHF.

R. Il gruppo in suo possesso, che copre la gamma da 10 a 580 metri, si adatta a costruire un ricevitore a 6 gamme del tipo GELOSO 4/218 progettato per la ricezione in fonia e in grafia, completo di commutatore stand-by e presa per comando a distanza. Può richiedere lo schema direttamente alla GELOSO in via Brenta 29 Milano, dalla quale potrà procurarsi altresì il materiale che le manca.
Sempre la ditta GELOSO può fornire le parti staccate per la costruzione di una serie di convertitori adatti a coprire le gamme da 50/54 MHz, 144-148 MHz, 220-224 MHz e 432-436 MHz. La frequenza di uscita, per tutti e quattro i convertitori, è di 26-30 MHz quindi tale uscita può essere inviata ad un ricevitore per onda corta. In figura 1 riportiamo lo schema del convertitore per la banda 144-148 MHz; in figura 2 quello per la banda 432-436.

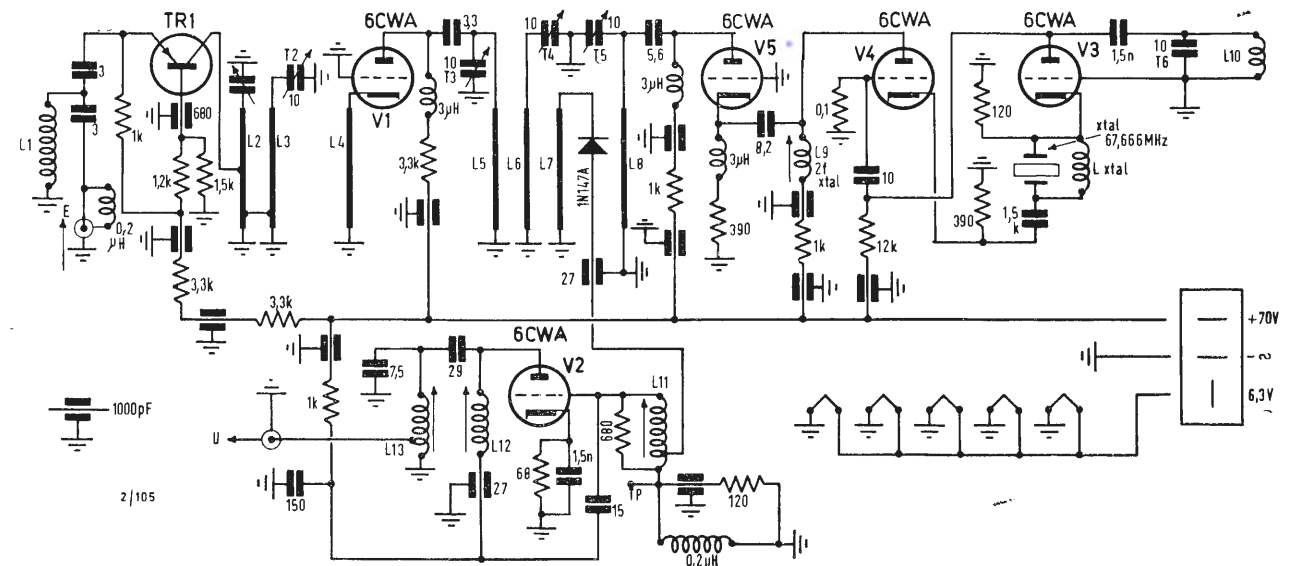



Fig. 2/0850

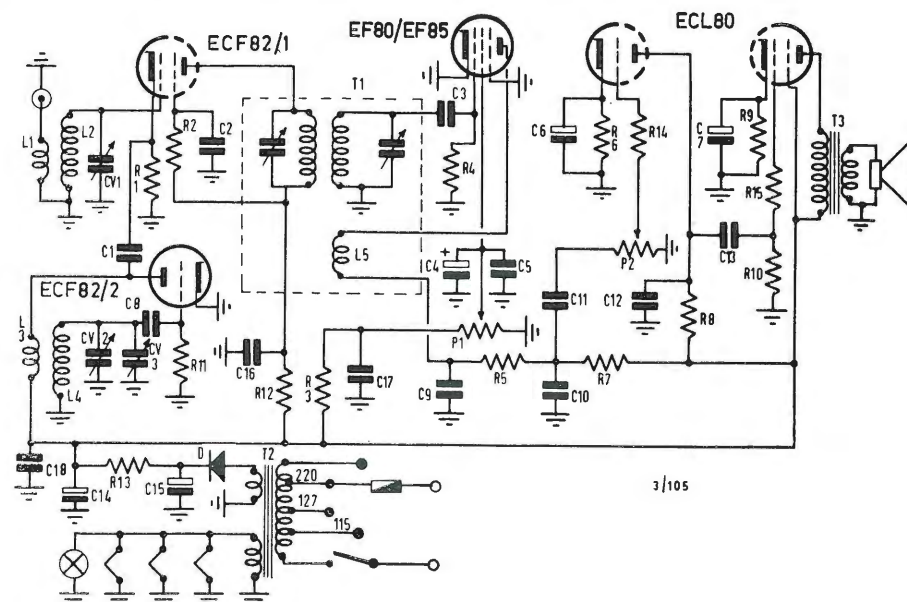
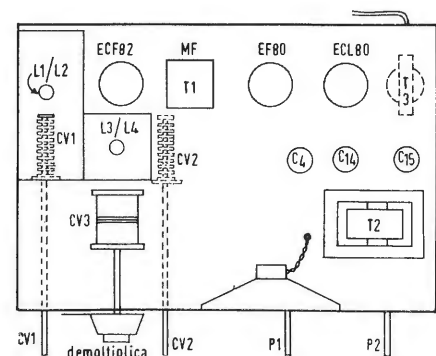
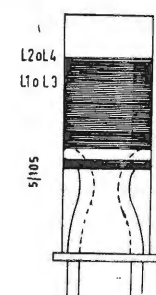
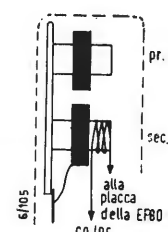



FIg. 3/0850

Ffg. 4/0850

In figura 3 è rappresentato invece lo schema di un ricevitore per radioamatori principianti, la cui costruzione non presenta difficoltà eccessive e che può essere costruito con materiale di ricupero. In figura 4 è indicata la posizione dei principali componenti.

Le bobine, che dovranno essere costruite come indicato in figura 5, sono formate da avvolgimenti di filo smaltato da 2 o 3 decimi e avvolte su un supporto, senza nucleo, avente il diametro di 14 mm. Il numero delle spire è indicato nella seguente tabella.

Gamma MHz	L_1	L_2	L_3	L_4	*Gamma coperta da* CV_1/L_2 MHz
3,5	10	40	8	28	3- 7
7	7	18	5	19	5,5-13
14	4	9	3	9	11-24
21	2 ½	6	3	9	15-26
28	2 ½	6	3	6	15-34

La bobina L_5 è composta da 8 spire di filo sottile, ricoperto in seta, avvolte sul tubo che contiene l'avvolgimento secondario del trasformatore di media frequenza a 1.600 kHz, come indicato in figura 6.

Il valore dei vari componenti usati è il seguente:
R_1 = 1 kΩ; R_2 = 1 kΩ; R_3 = 150 kΩ; R_4 = 1 MΩ; R_5 = 10 MΩ; R_6 = 1 kΩ; R_7 = 100 kΩ; R_8 = 100 kΩ; R_9 = 330 Ω; R_{10} = 1 MΩ; R_{11} = 100 kΩ; R_{12} = 1 kΩ; R_{13} = 1 kΩ, 5 W; R_{14} = 1 kΩ; R_{15} = 1 kΩ; Pot_1 = 50 kΩ potenziometro a filo, Pot_2 = 1 MΩ, potenziometro con interruttore. CV_1 = 135 μF variabile; CV_2 = 135 pF variabile; CV_3 = 15 pF; C_1 = 1.000 pF; C_2 = 10.000 pF; C_3 = 100 pF; C_4 = 16 μF elettrolitico 350 V; C_5 = 10.000 pF; C_6 = 25 μF elettrolitico 25 V; C_7 = 25 μF elettrolitico, 25 V; C_8 = 100 pF; C_9 = 2.000 pF; C_{10} = 1.000 pF; C_{11} = 10.000 pF; C_{12} = 500 pF; C_{13} = 10.000 pF; C_{14} = 32 μF elettrolitico, 350 V; C_{15} = 32 μF elettrolitico, 350 V; C_{16} = 10.000 pF; C_{17} = 10.000 pF; C_{18} = 1.000 pF.
T_1 = Trasformatore di media frequenza 1600 kHz modificato come da testo.
T_2 = Trasformatore di alimentazione, primario universale, secondario 150 V, 60 mA; 6,3 V 1,5 A.
T_3 = Trasformatore di bassa frequenza con primario da 10 kΩ e secondario adatto all'altoparlante usato.
D = OA211, BY100 o altro similare.
Per limitazione di spazio non possiamo intrattenerci sulle operazioni di messa a punto che eventualmente, su richiesta, potranno essere oggetto di una prossima consulenza.

(P. Soati)

Fig. 5/0850

Fig. 6/0850

0851 – Sig. Ratti A. – Roma

D. Ci prega di trattare l'argomento relativo ai disturbi provocati alle radiotele-ricezioni dai tubi fluorescenti e di indicare alcuni dispositivi usati per il loro silenziamento.

R. I tubi fluorescenti generalmente agiscono nella radiotelericezione nel seguente modo: *Ricezione radio ad onda media e corta*: ronzio cupo, dell'ordine dei 50 Hz, udibile più o meno forte su tutta la scala e maggiormente nei punti di risonanza. Nella ricezione *a modulazione di frequenza* generalmente non si nota disturbo. Sulla ricezione *televisiva* i disturbi possono essere indipendenti nei canali audio e video. Nei canali VHF, nell'audio, si nota ronzio piuttosto cupo mentre l'immagine, del video, può risultare deformata od essere alterata da fasce puntinate. Sui canali UHF in linea di massima non si notano disturbi.

I disturbi più notevoli provengono generalmente dalle insegne luminose al neon o a gas luminescente. In tali impianti la tensione necessaria è molto elevata (dai 4 ai 12.000 Volt) mentre la corrente è assai limitata superando difficilmente i 150 mA.

È evidente perciò che se un'insegna luminosa è stata messa in opera a regola d'arte non può danneggiare le radio audizioni, per contro la presenza di un difetto qualsiasi può provocare perturbazioni notevoli nel raggio anche di centinaia di metri.

In presenza di perturbazioni provocate da tali impianti è opportuno controllare:

1) Che l'incastellatura metallica di supporto della insegna ed il nucleo del trasformatore siano messi a terra in modo sicuro e stabile con filo di rame da 3 mm.
2) che non esista deficiente isolamento fra primario e secondario del trasformatore.
3) che non esista deficiente isolamento tra le bobine ad alta tensione del trasformatore e le masse metalliche circostanti quali il nucleo di ferro, le viti di fissaggio, i fili di alimentazione a bassa tensione ecc.
4) che non esista deficiente isolamento o vicinanza eccessiva dei fili ad alta tensione della insegna verso le masse circostanti, compresi i muri. In tal caso generalmente si formano effluvii visibili di notte.
5) contatti difettosi o ossidati.
6) tensione di alimentazione scarsa con lampeggiamento dell'insegna.
7) lettere esaurite.

Nel controllo dei normali impianti a tubi fluorescenti occorre procedere nel seguente modo:

1) Controllare che le molle di contatto esercitino una pressione regolare sui piedini della lampada e dello starter.
2) Pulire accuratamente con tela smeriglio fine i contatti dei catodi, dello starter e degli eventuali morsetti o viti.
3) Controllare che i componenti l'impianto non presentino irregolarità di funzionamento come ad esempio tubo esaurito, starter con condensatore difettoso, reattore con spire in corto circuito, interruttore difettoso ecc.

Qualora l'impianto risulti regolare ed i disturbi persistano occorre inserire il più vicino possibile al tubo uno dei seguenti filtri:

a) Fig. 1. Il centro dei condensatori dovrà essere collegato alla parabola metallica, se esiste, o alla terra.
b) Fig. 2. Al filtro si aggiungerà l'impedenza « *L* » sul conduttore che non va al reattore.

(P. Soati)

Tabella dei valori (valida anche per le lampade ad accensione istantanea)

N°	Rif.	Valore	Tipo e caratteristiche	V_p	V_r
2	C_1	50.000 pF	antinduttivo	3000	300
1	C_2	5.000 pF	antinduttivo	3000	300
1	L	0,4÷1,5 mH	filo di rame smaltato; ⌀ 0,5÷0,8 mm; 400÷500 spire		

V_p = tensione di prova V_r = tensione max. di rete

Ingombro max. del filtro mm 90 × 38 × 20

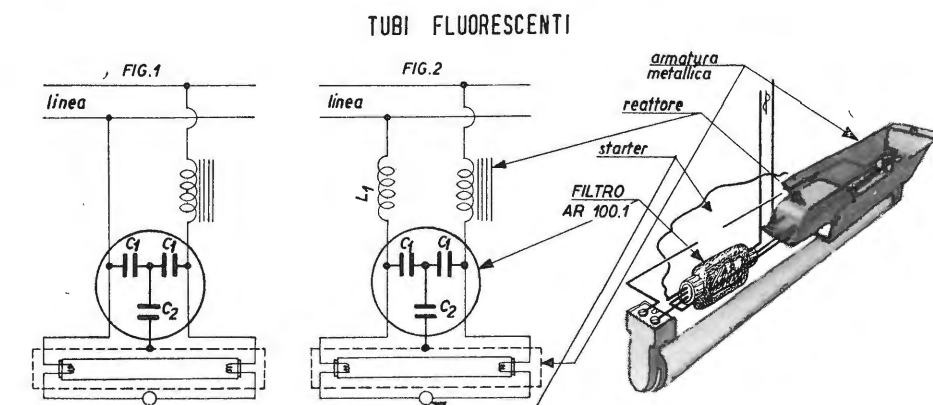
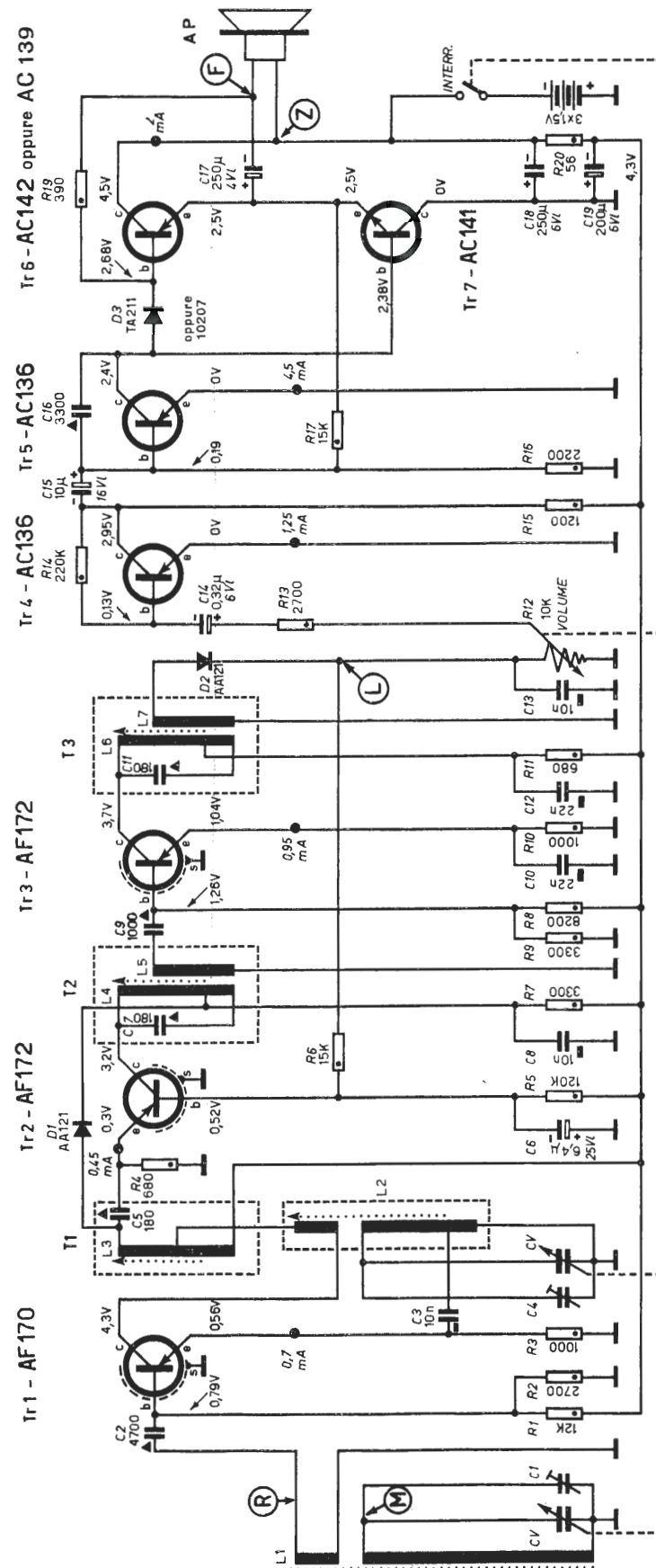



Fig. 1-2/0851

Schema elettrico del radioricevitore PHONOLA mod. RT1760 Poker

TELEVISORE

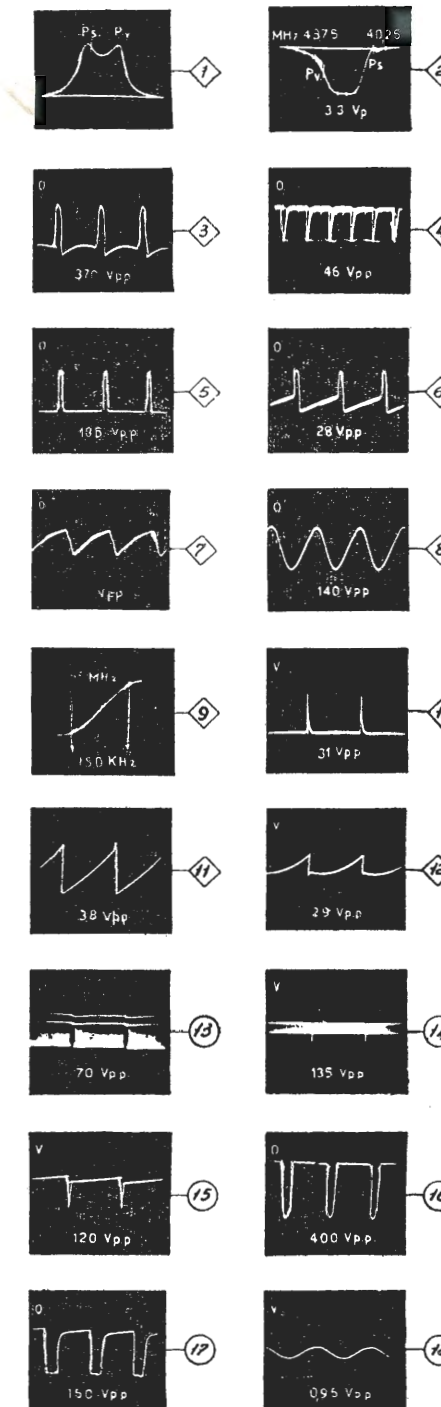
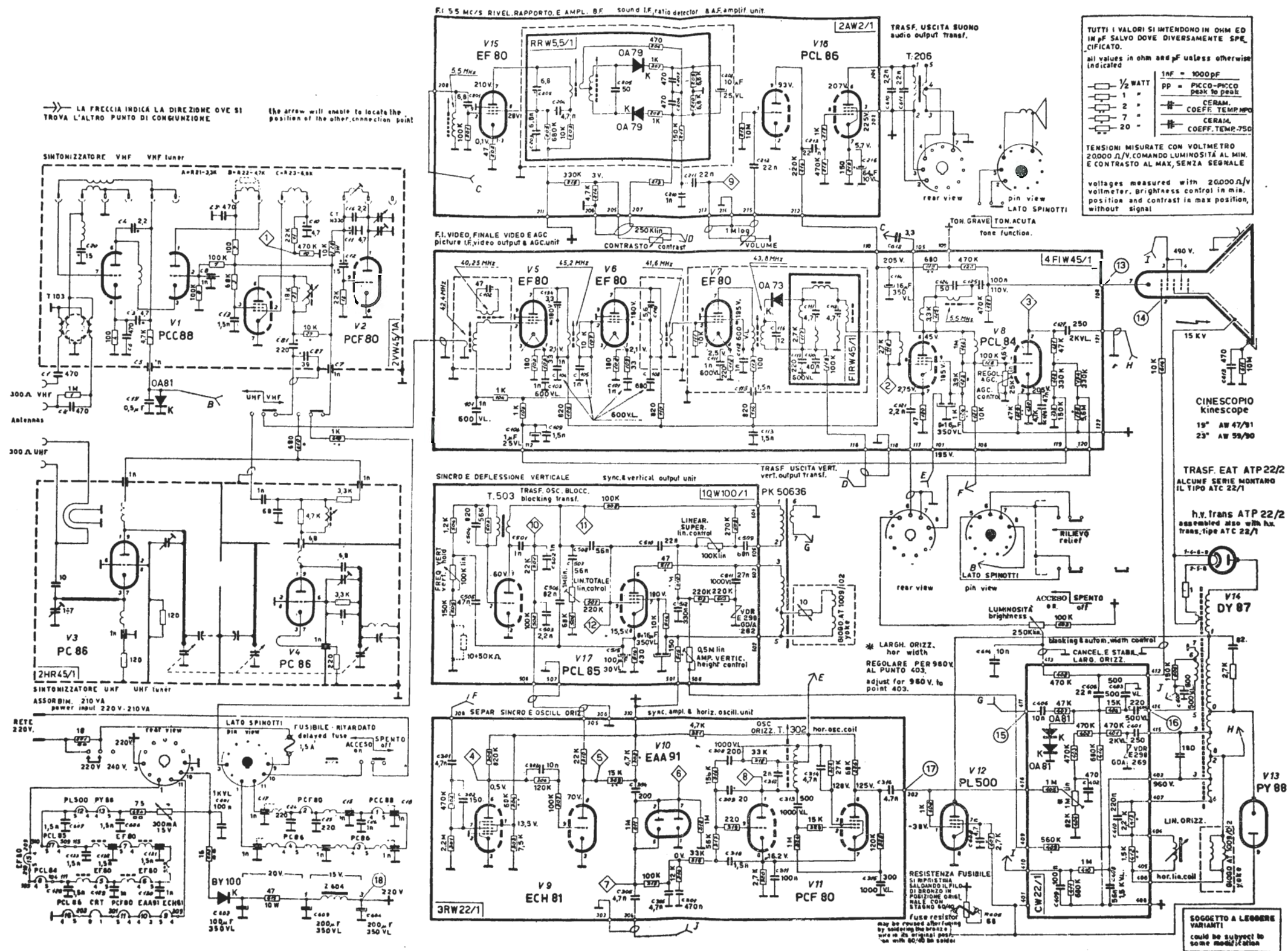
WATT RADIO

Mod. 18 TW 6/2

FORME D'ONDA

WAVE SHAPES

V. = f. verticale · O. = f. orizzontale

V. = *Vertical F.* O. = *Horizontal F.*

Schema elettrico del ricevitore di TV WATT RADIO mod. 18 TW 6/2

PREPARIAMOCI AL COLORE

Entro l'anno prossimo le principali nazioni europee, e forse anche l'Italia, inizieranno delle trasmissioni più o meno regolari di televisione a colori. Mancano però i tecnici per la costruzione, servizio e riparazione di televisori a colori. La tecnica della TV a colori pur prendendo le basi fondamentali dalla normale TV in bianco-nero, se ne discosta però notevolmente in tutto ciò che riguarda la parte cromatica, cioè la formazione dell'immagine a colori, governata da leggi fisiche e matematiche piuttosto complesse che non si può fare a meno di conoscere per potersi rendere conto del funzionamento dei vari circuiti. Data la molto scarsa ed incompleta bibliografia esistente oggi riguardo a questo argomento la Casa Editrice Il Rostro presenta il Corso Integrale di TV a colori *redatto da cinque noti specialisti e coordinato dall'ing. Alessandro Banfi che ha seguito praticamente l'evoluzione della TV a colori sin dagli inizi.*

HEATHKIT® 1967

Voltmetro a valvola Hethkit IM-11... l'elevata precisione ha determinato il successo mondiale di questo strumento.

- **Sonda unica con commutatore per C.A./Ohm/C.C.**
- **7 portate in C.A., 7 in C.C. e 7 Ohmetriche**
- **Strumento da 200 microampère, con scala da 112 millimetri**
- **Resistenze di precisione all'1 %**
- **Responso alla B.F. lineare entro 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz**

Il successo di questo strumento è dovuto alle sue elevate prestazioni, alla sua considerevole precisione, alla sua elegante presentazione, ed al suo basso costo.
Esso è stato realizzato sulla base delle precedenti esperienze della Heathkit nella realizzazione dei voltmetri a valvola che migliaia di tecnici hanno usato in passato.
Consente la misura di tensioni efficaci, di tensioni di picco, di tensioni continue, di resistenze e di livelli in decibel. La resistenza di ingresso, del valore di 11 mega-ohm, assicura l'elevata precisione in qualsiasi applicazione, grazie al valore minimo del carico applicato.
Tra i comandi del pannello figurano un commutatore di funzione (provvisto di inversore di polarità) un commutatore di portata, un dispositivo di messa a zero, ed un potenziometro per l'azzeramento dell'ohmetro. Il « probe » (sonda) munito di commutatore, può essere predisposto per il funzionamento in C.C., oppure in C.A.-Ohm. Realizzazione a circuito stampato. Viene fornito completo di puntali e senza batteria.

CARATTERISTICHE - Scala strumento: C.C. e C.A. (eff.): 0-1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1.500 volt fondo scala. **Tensioni alternate di picco:** 0-4, 14, 40, 140, 400, 1.400, 4.000. **Resistenze:** 10 ohm centro scala: x1, x10, x100, x1.000, x10k, x100k, x1M. Misura da 0,1 ohm e 1.000 Megaohm, con batteria interna. **Strumento:** da 200 microampère con scala da 112 millimetri. **Moltiplicatori:** precisione 1 %. Resistenza di ingresso in C.C.: 11 Megaohm (1 Megaohm nel « probe ») in tutte le portate. **Circuito:** a ponte bilanciato mediante doppio triodo. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz (su 600 ohm della sorgente). **Valvole adottate:** 12AU7, 6AL5. **Batteria:** da 1,5 volt, tipo a torcia. **Alimentazione:** 220 volt C.A. 50 Hz, 10 watt. **Dimensioni:** cm 18,5 di altezza, 12 di larghezza e 10,4 di profondità.

UNICA SONDA

Sonda unica per tutti i tipi di misure, munita di commutatore e di dispositivo di agganciamento per lasciare libere le mani.

REALIZZAZIONE A CIRCUITO STAMPATO

Per uniformità di montaggio, per la massima stabilità, come pure per facilitare la costruzione, l'apparecchio è realizzato con circuiti stampati.

RESISTENZE DI PRECISIONE

Per ottenere la massima precisione nelle letture, le resistenze sono all'1 %.

IM-11

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - MILANO - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO-UMBRIA-ABRUZZI: Soc: **FILC RADIO** — ROMA — Piazza Dante, 10 — Tel. 73.11.351
EMILIA-MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** — BOLOGNA — Via S. Carlo, 7 — Tel. 22.58.58
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** — LIVORNO — Via Cogorano, 10/12 — Tel. 34.492
CAMPANIA-BASILICATA-PUGLIE-CALABRIA: Ditta **D. MARINI** — Napoli — Via Duomo, 254 — T. 32.07.73
SICILIA: **BARBERI SALVATORE** — CATANIA — Via della Loggetta, 10 — Tel. 27.85.71
TRIESTE — GORIZIA — UDINE: **RADIO TREVISAN** — TRIESTE — Via S. Nicolò, 21